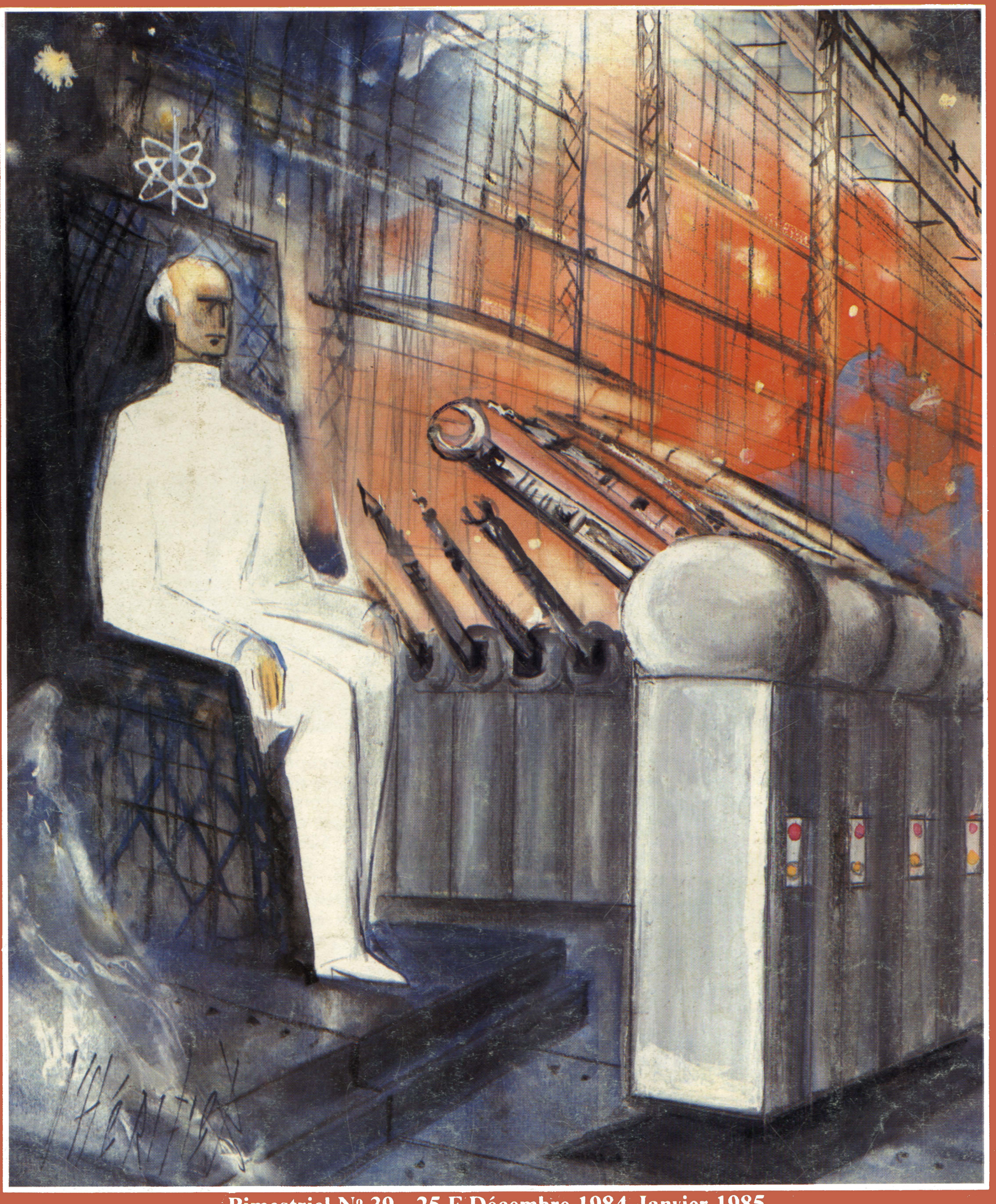
I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

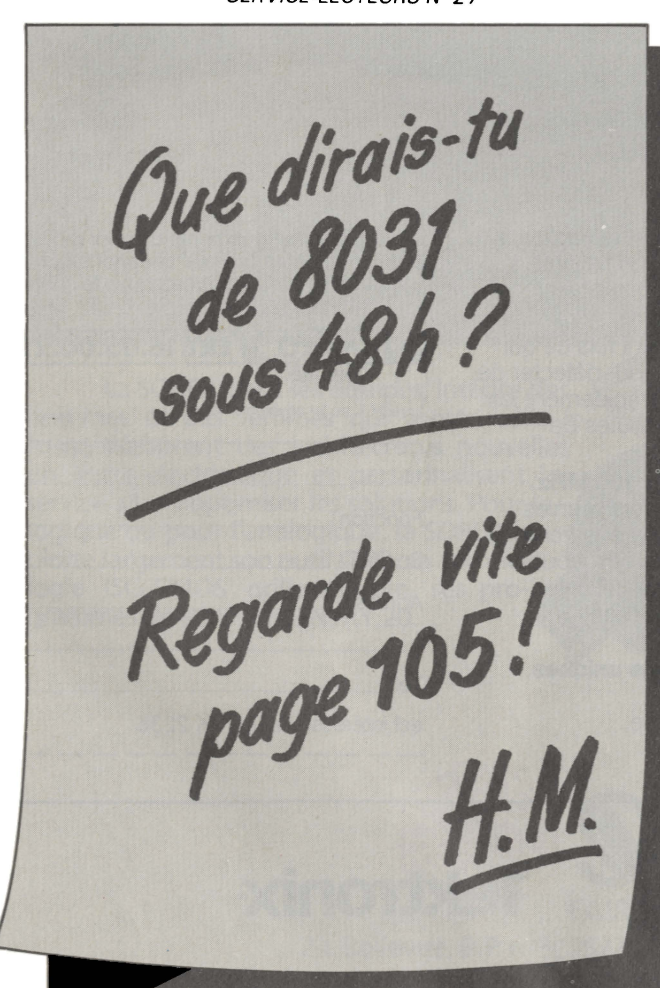
visu

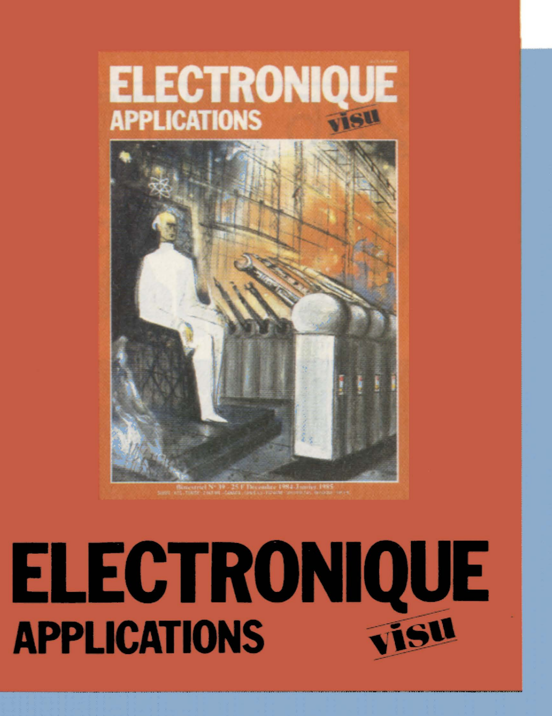


Bimestriel N° 39 - 25 F Décembre 1984-Janvier 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.



SERVICE-LECTEURS N° 27





ELECTRONIQUE APPLICATIONS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1984 – Société Parisienne d'Edition

Dépôt légal : Novembre 1984 N° éditeur : 1247

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **53 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »
Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse
Photo page 77 : A. Achouri
Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / DÉCEMBRE 84-JANVIER 85





Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimeries Edicis, Evry ; S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178

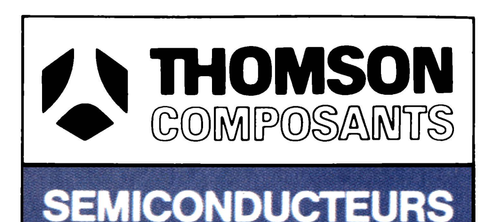
THOMSON
SEMICONDUCTEURS

RÉDUISEZ L'ESPACE TEMPS

Vos applications calcul exigent des vitesses de plus en plus élevées ? Thomson Semiconducteurs vous offre la solution : Toute une gamme de produits dont les performances vont vous permettre de réduire l'espace temps.

Meilleure seconde source mondiale de la série 2900 (11 circuits), Thomson Semiconducteurs vous propose également des versions rapides de la Prom 16K (SFC 71 191 C) de technologie H.BIP2 à isolement diélectrique, un multiplieur 16 bits (SFC 9 29747) de technologie «triple diffusé» à haute densité d'intégration ainsi que des réseaux prédiffusés en bipolaire qui vont vous permettre d'élaborer, en un temps minimum, n'importe quelle logique complexe.

Accélérez avec Thomson Semiconducteurs et réduisez l'espace temps.



France	Autriche	Benelux	Brésil	Canada
VÉLIZY-VILLACOUBLAY	VIENNE	BRUXELLES	SAO PAULO	OTTAWA
Tél. (3) 946.97.19	Tél. (222) 94.62.82	Tél. (2) 648.64.85	Tél. (55 11) 542.47.42	Tél. (613) 236.36.28

UN NOUVEL HORIZON

CALCUL RAPIDE

Pour les applications nécessitant un traitement rapide de l'information, Thomson-Semiconducteurs propose aujourd'hui toute une série de composants bipolaires permettant la réalisation d'ensembles performants.

MICROPROCESSEURS RAPIDES SÉRIE 2900

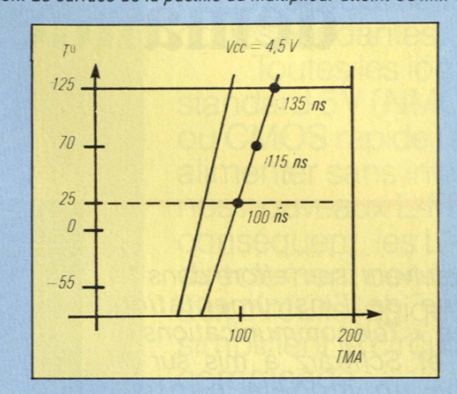
SFC 9 2901 C : la vitesse étant la principale performance recherchée pour cette gamme, Thomson Semiconducteurs introduit la nouvelle version rapide du SFC 9 2901 : le microprocesseur SFC 9 2901 C.
4 bits rapide, micro-programmable, extensible, le SFC 9 2901 C est entièrement compatible avec la version SFC 9 2901 B.
Fabriquée dans la nouvelle technologie H.BIP 2 de Thomson Semiconducteurs et avec un concept électrique interne de type ECL, cette version permet des gains notables en rapidité par rapport à la version B, pour une consommation comparable.

Paramètres	2901 B	2901 C
Temps d'addition	53 ns	40 ns
Cycle de lecture/écriture	88 ns	32 ns
Fréquence d'horloge	15 MHz	31 MHz

SFC 9 2917 A : quadruple émetteur-récepteur de ligne bus à registres 4 bits incorporés.
Ce dispositif possède un circuit de vérification et de génération de bit de parité (action sur 4 bits). Les sorties permettent de commander des courants élevés (48 mA). Les registres permettent une utilisation en technique pipeline.
Parmi les autres circuits de la série, disponibles en gamme commerciale ou militaire Thomson Semiconducteurs vous propose :
SFC 9 2901 B Microprocesseur 4 bits
SFC 9 2902 A Générateur de report anticipé
SFC 9 2909 A Microséquenceur 4 bits extensible
SFC 9 2910 Microséquenceur 12 bits
SFC 9 2911 A Microséquenceur 4 bits extensible
SFC 9 2914 Codeur de priorité et commande d'interruption
SFC 9 2915 A Commande de bus trois états
SFC 9 2918 Registre 4 bits
SFC 9 2919 Registre 4 bits
Avec les 11 circuits de cette série, Thomson Semiconducteurs offre la seconde source d'AMD la plus complète au monde.

MULTIPLIEUR PARALLÈLE 16x16

Pour des applications dans lesquelles des calculs nombreux et répétitifs sont nécessaires, Thomson Semiconducteurs a développé un multiplieur rapide complétant parfaitement ses microprocesseurs série 2900.
SFC 9 29 747 : Multiplieur parallèle 16 x 16 avec accumulateur.
Ce circuit réalise l'opération de multiplication avec accumulateur en moins de 165 ns max. (TMA = 80 ns typique).
Disponible en versions commerciale et militaire, il se présente sous forme d'un boîtier 64 broches céramique avec radiateur.
Utilisant une lithographie de 2,0μ et la technique de photorépétition directe sur tranche, ce circuit est réalisé en technologie «triple diffusé» à haute densité d'intégration. La surface de la pastille du multiplieur atteint 50 mm².



PROMS BIPOLAIRES

71 191 B : une Prom 2K x 8 au temps d'accès amélioré (TAA = 45 ns max.)
71 191 C (boîtier 0.6") et 71 291 C (boîtier 0.3") :
Les deux dernières Proms 2K x 8 de Thomson Semiconducteurs, pour applications ultra-rapides (TAA : 35 ns max.).
Ces composants sont réalisés en technologie H.BIP 2 à isolement latéral par oxyde, les fusibles en Ti-W assurant une grande fiabilité.

LES RÉSEAUX PRÉDIFFUSÉS EN BIPOLAIRE

Thomson Semiconducteurs poursuit sa stratégie de développement de réseaux prédiffusés bipolaires. Une bibliothèque complète de macro-fonctions permet à l'utilisateur concepteur d'élaborer en un minimum de temps n'importe quelle fonction logique complexe.
Des outils de CAO puissants assurent avec une grande facilité la simulation, la génération des vecteurs de test, puis en utilisant la base de données ainsi constituée, permettent d'effectuer un placement des cellules et un routage des connexions intercellulaires hautement automatisés.

	Nb PORTES	BROCHES	E/S	P (W)	CONCEPT	TECHNOLOGIE	TPD (ns)
EFZC	500	64	28	1,2	ECL/TTL	H BIP 1	1,2
EFZB	1000	84	38	1,8	ECL/TTL	H BIP 1	1,2
V 1200	1200	84	72	1,1	ECL/TTL	H BIP 2	0,8
V 1700	1700	100	88	1,7	ECL/TTL	H BIP 2	0,8

THOMSON SEMICONDUCTEURS Direction Commerciale - 45, avenue de l'Europe 78140 VÉLIZY-VILLACOUBLAY - Tél. (3) 946.97.19.

Extrême-Orient HONG KONG Tél. (3) 721.96.82
R.F.A. MUNICH Tél. (089) 78790
Italie MILAN Tél. (2) 699.41 ROME Tél. (6) 639.02.48
Japon TOKYO Tél. (3) 264.63.48
Asie du Sud-Est SINGAPOUR Tél. (65) 295.31.24
Espagne MADRID Tél. 405.16.15 BARCELONE Tél. (3) 373.30.11
Suède STOCKHOLM Tél. (08) 63.50.60
Royaume-Uni et Irlande BASINGSTOKE Tél. (256) 29.155
États-Unis CANOGA PARK CALIFORNIE Tél. (818) 887.10.10

SERVICE-LECTEURS N° 49

BAZAINE
5338

GRAND CRITERIUM D'APPLICATIONS
1984-1985
DOSSIER D'INSCRIPTION

(A REMPLIR EN LETTRES CAPITALES S.V.P)

NOM : .... PRENOM :.. AGE :........

S'il s'agit d'un collectif, marquer le nom du responsable auquel devra parvenir le matériel fourni en cadeau à chaque participant et noter le nombre de membres de ce collectif ci-après : ....

ADRESSE :...

....

CODE POSTAL └─┴─┴─┴─┴─┘ VILLE :...

Si le dossier de participation est ouvert au nom d'une société, marquer l'adresse de celle-ci et noter sa raison sociale ci-après :...

N° DE TELEPHONE :..

VOTRE APPLICATION

Sur une feuille volante, que vous joindrez à ce dossier de participation, décrivez succinctement l'application que vous envisagez d'étudier pour ce critérium, sans oublier un schéma synoptique (à main levée).

	oui	non
Connaissez-vous le jeu d'instructions du 6805 ?	☐	☐
Avez-vous déjà écrit des programmes avec ce jeu d'instructions ?	☐	☐
Avez-vous accès à un système de développement qui contient un cross-assembleur 6805 ?	☐	☐

En première approximation, combien de semaines vous semblent-elles nécessaires pour mener à bien votre étude et la rédaction du dossier définitif du critérium ? [______]

Date : .... *1984* *Signature :*

AVERTISSEMENT

ELECTRONIQUE APPLICATIONS se réserve le droit de refuser les dossiers d'inscription n'offrant pas un minimum de garanties quant au niveau technique nécessaire à la participation au critérium. D'autre part, en cas de succès dépassant nos prévisions, notre journal se garde la possibilité de limiter le nombre de participants à deux cents.

Plus de batterie « à plat » pour cet hiver.



Un chargeur de batteries automatique

La littérature technique n'est pas avare de descriptions de chargeurs automatiques. Il n'est toutefois pas toujours aisé de trouver, parmi de multiples schémas, celui qui convient à l'application envisagée. C'est pourquoi l'auteur a repris cette question à la base, pour concevoir et réaliser un matériel inédit.

Ce chargeur est prévu pour des batteries classiques au plomb telles qu'on les rencontre en électricité automobile. Il est étudié pour une seule tension : 12 V, et il doit pouvoir être mis entre toutes les mains sans risque pour lui-même ou pour la batterie sur laquelle il sera connecté.

Mais, avant de passer à la description de ce chargeur, nous pensons qu'il est nécessaire de préciser les conditions de charge des accumulateurs au plomb, qui sont souvent très mal connues.



OPHELIE



Charge des batteries au plomb

Charger une batterie, c'est lui restituer l'énergie qu'elle a perdue, et pour ce faire deux techniques peuvent être utilisées :

– **Charge à tension constante** : les avantages sont bien connus ; on a une récupération très rapide de la capacité et un courant final faible, mais la puissance de la source doit être élevée si l'on veut bénéficier de la récupération rapide. Dans le cas d'une batterie très déchargée, le courant de départ peut être préjudiciable à la durée de celle-ci.

– **Charge à courant constant** : la puissance de la source est bien utilisée et l'énergie emmagasinée dans la batterie facilement connue puisque celle-ci est rigoureusement proportionnelle au temps.

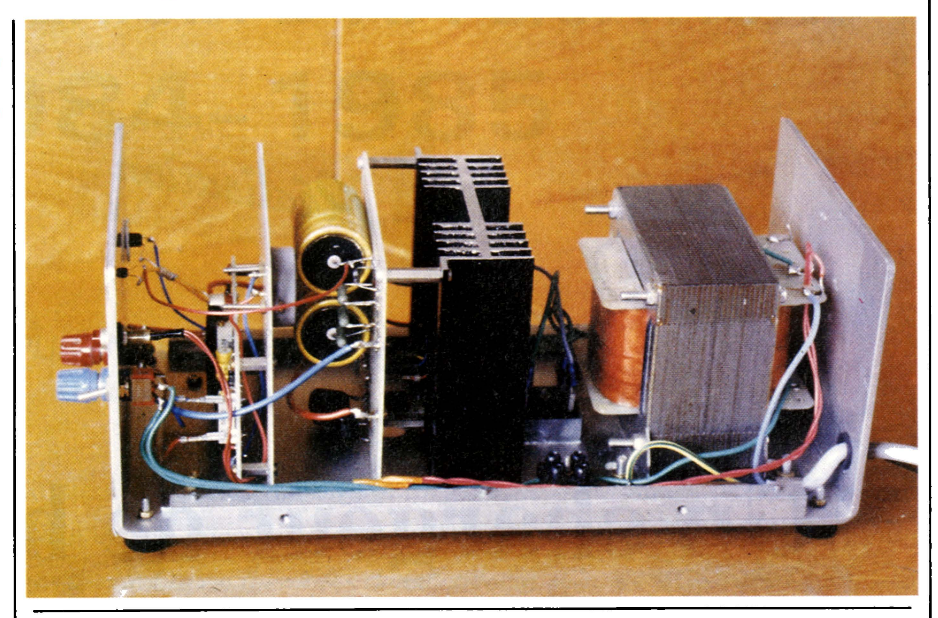
Il faut noter toutefois que le temps de charge est plus long que dans le système précédent.

Souvent, ces deux systèmes sont associés, et l'on trouve des charges à tension constante avec débit limité, palier d'intensité, etc. Le régime de charge est important et, dans le cas d'un appareil simple, la charge à intensité constante nous paraît la plus intéressante, sachant que le rendement est d'autant meilleur que l'intensité est plus faible.

La **figure 1** nous montre la courbe de la tension aux bornes d'un élément de 100 Ah chargé à courant constant à 0,15 C (c'est-à-dire, dans ce cas, à 15 ampères). Nous voyons que la charge est d'environ 80 % lorsque la tension atteint 2,35 V. Si l'intensité est double, la charge n'est plus que de 75 % **(fig. 2).** Par contre, le même élément chargé à 0,05 C, c'est-à-dire à 5 A, dont la charge va durer 20 heures, atteindra 2,35 V vers la dernière heure et la charge sera de 95 %. Le rendement est donc excellent.

Ces deux figures nous montrent également que dès que l'on dépasse la tension de 2,35 V, qui correspond d'ailleurs au bouillonnement, la tension croît très rapidement, et que passé ce seuil il faut réduire la charge, voire la supprimer.

En effet, il faut savoir que l'excès de courant qui produit les gaz abîme les plaques sans les charger. Dans le cas de la charge à courant constant en régime de sécurité, la charge est suffisante et il faut tout simplement prévoir un dispositif qui arrête la charge dès que la tension critique est atteinte.



Le chargeur est monté en coffret « double U ».

Rappelons que le régime de sécurité (que les constructeurs appellent aussi régime de fin de charge) ne devrait jamais dépasser (en ampères) le dixième de la capacité nominale. Soit, pour une batterie de 40 Ah, un courant de 4 A.

Pour en terminer avec la charge des batteries, signalons une charge particulière : la charge de désulfatation. Elle s'effectue à 0,05 C et peut redonner vie à une batterie qui est sulfatée. Cette maladie est due soit à une décharge trop poussée, soit à une insuffisance de charge.

Elle peut également apparaître si la batterie est laissée trop longtemps sans entretien.

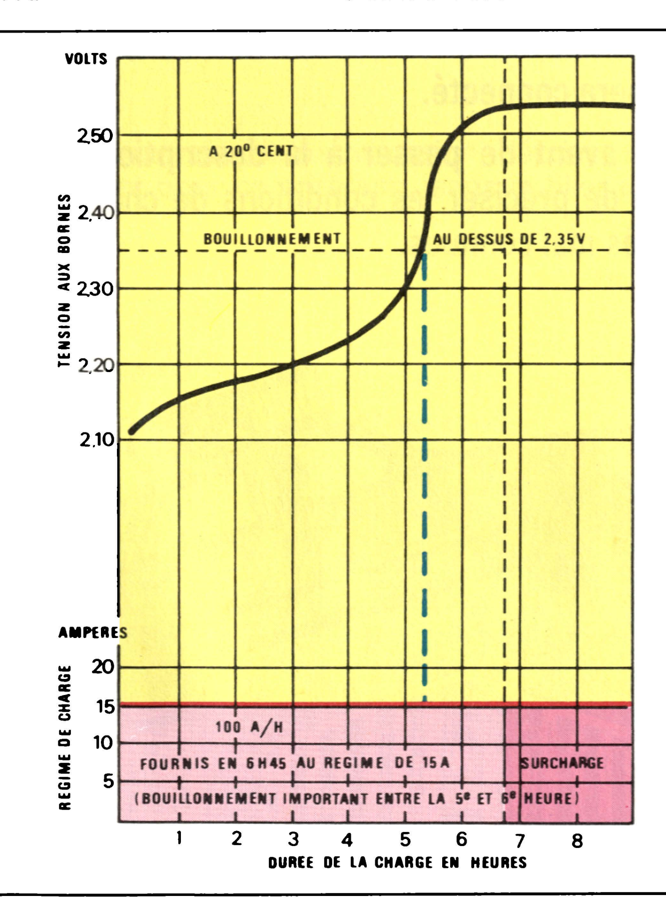


Fig. 1.

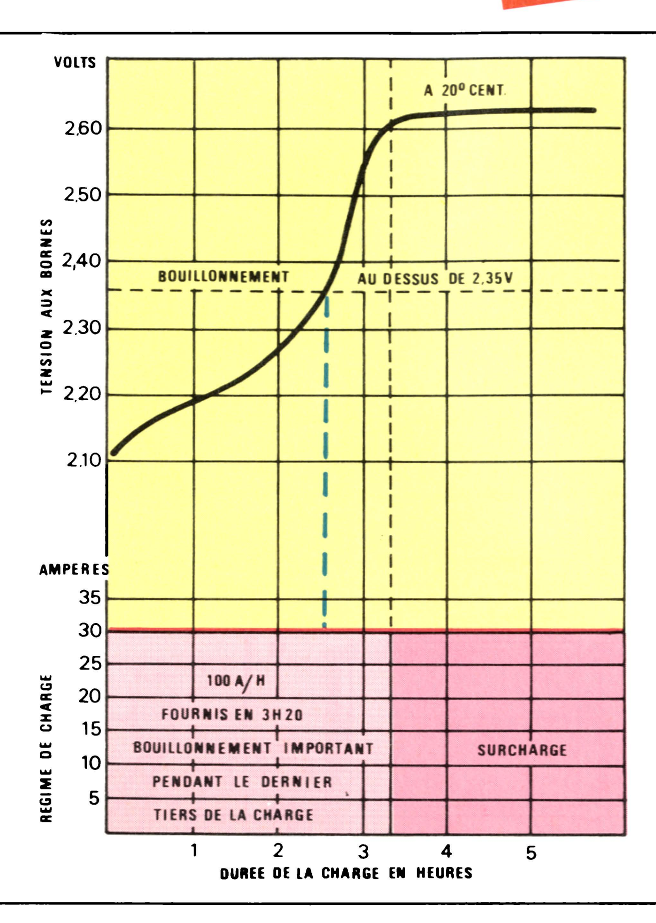


Fig. 2.

Les caractéristiques du chargeur décrit ici seront ainsi les suivantes :

- Accumulateur 12 V/40 Ah.
- Courant de charge constant 4 A.
- Arrêt de charge à 14,4 V (avec reprise à 12,4 V).
- Protection contre les inversions de polarités.
- Avertisseur d'inversion.
- Alimentation 220 V, 50 Hz.

Nous avons donc deux blocs principaux :

- le générateur de charge à courant constant,
- le dispositif d'arrêt.

Le générateur de charge à courant constant

Nous avons utilisé un circuit intégré *S.G.S.*, le L200, monté en régulateur de courant. Nous y avons adjoint un transistor de puissance permettant d'obtenir les 4 A désirés. Ce circuit a l'avantage d'être accessible côté résistance de limitation et permet de ce fait de fixer avec précision l'intensité du courant débité. Si nous voulons que notre montage soit insensible aux variations du secteur (± 10 %), nous devons partir d'une tension suffisamment élevée, ce qui nécessite un dissipateur pour le circuit intégré et le transistor ballast. Les mesures effectuées sur la maquette montrent que pour – 10 % de variation du secteur la variation du courant de sortie est inférieure à – 0,25 %. La **figure 3** donne le schéma de principe du générateur de courant ; la partie à l'intérieur du pointillé correspond au circuit imprimé qui est fixé sur le dissipateur, alors que le L200 est couplé thermiquement à celui-ci par l'intermédiaire d'une épaisse équerre en aluminium. La résistance R_{SC}, d'environ 0,1 Ω, est constituée de quatre résistances en parallèle ; en jouant sur leurs valeurs on peut ajuster avec précision le courant de charge. La **figure 4** donne le plan d'implantation du circuit imprimé ainsi que le dessin de la partie cuivrée. Le câblage a été réalisé côté cuivre afin de rendre plus facile l'ajustage de R_{SC}. Une diode électroluminescente fixée sur la face avant du chargeur est branchée entre la tension d'entrée et de sortie du régulateur de courant. Elle permet de mettre en évidence le débit du générateur. En effet, si le générateur ne débite pas, la tension entrée/sortie est faible : 26,1 – 25,4 = 0,7 V. Par contre, dès que le générateur fournit les 4 A, nous obtenons une tension minimale de 21 – 14,4 = 6,6 V.



L'appareil, tel qu'il se présente une fois terminé.

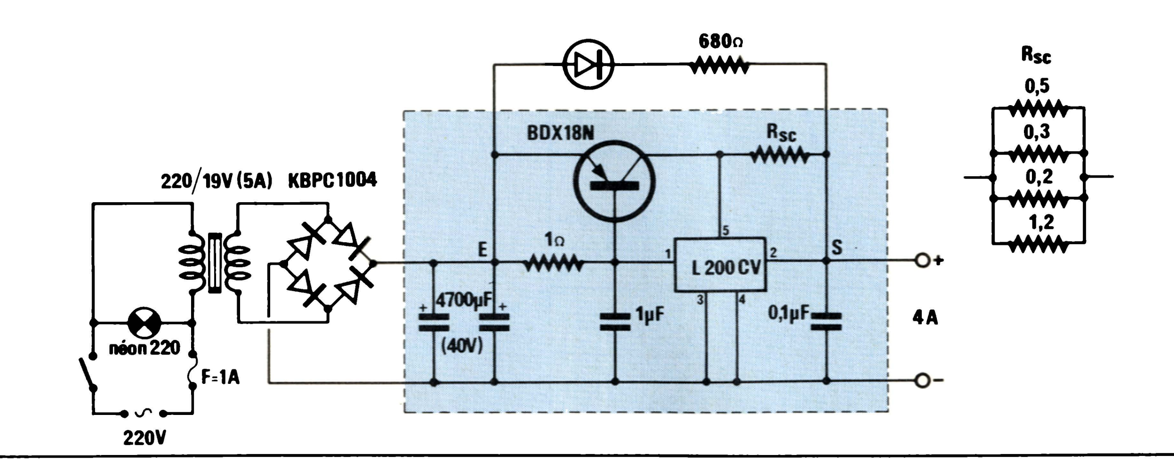


Fig. 3.

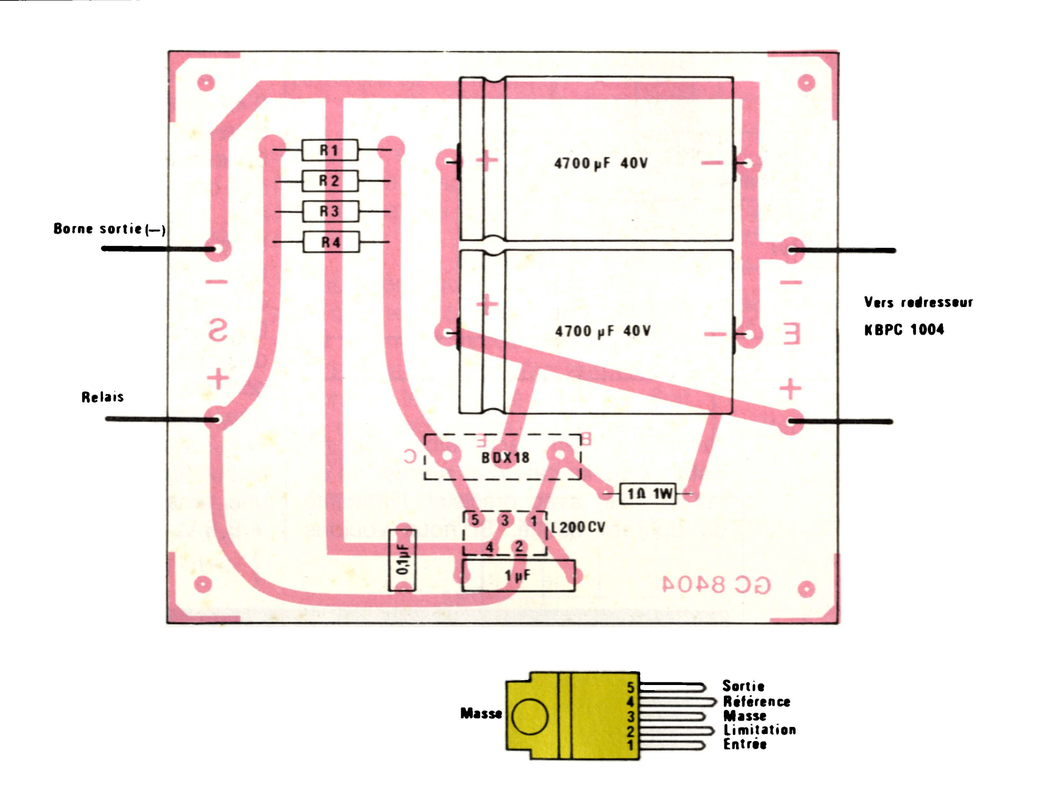


Fig. 4. – Circuit imprimé du générateur de courant représenté à l'échelle 0,75.

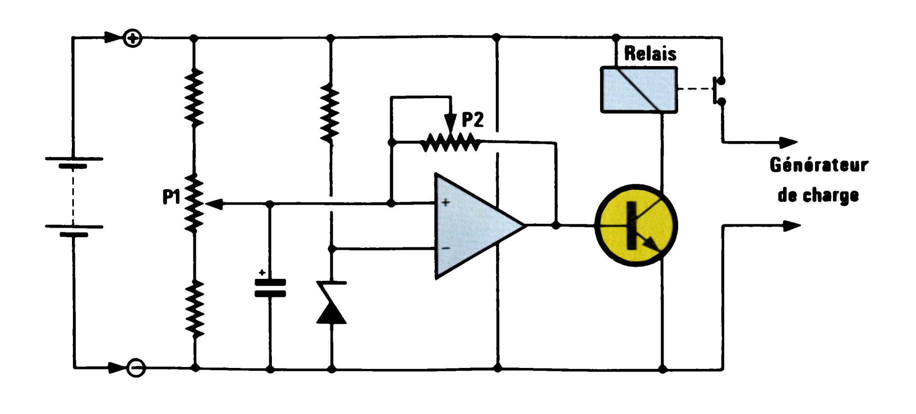


Fig. 5.

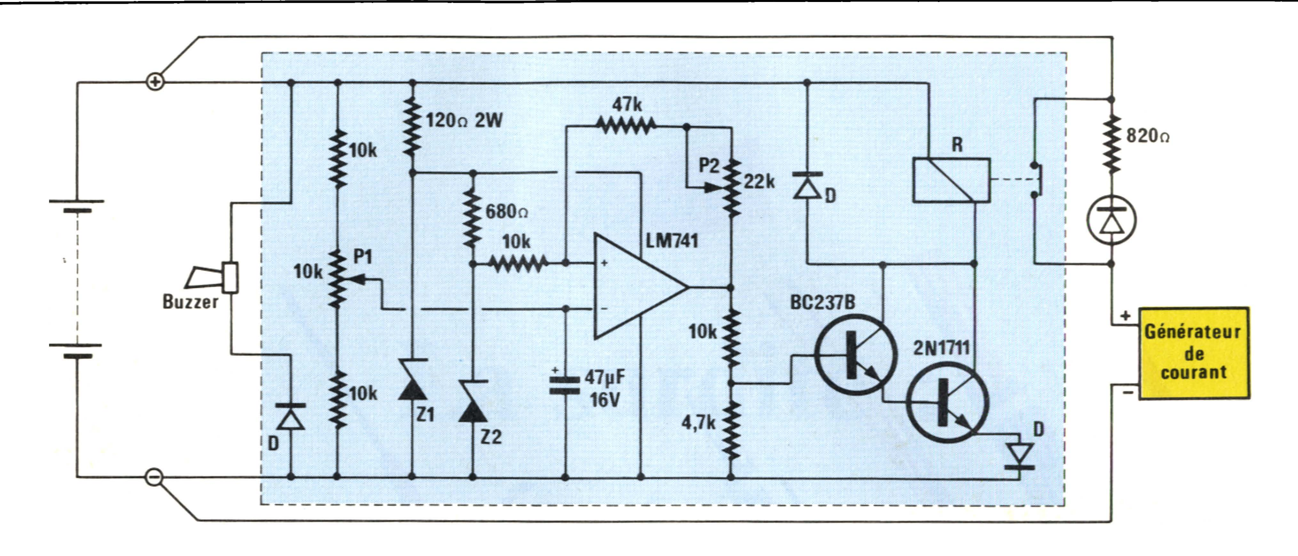


Fig. 6.

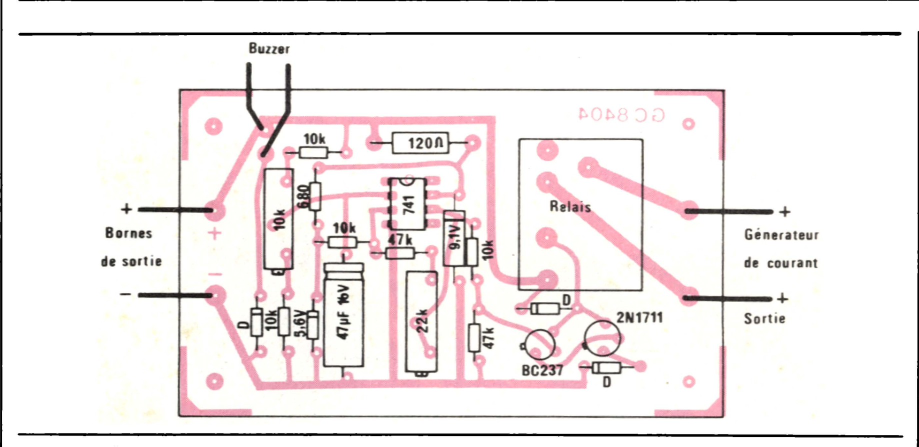


Fig. 7. – Circuit imprimé d'arrêt de charge représenté à l'échelle 0,75.

Dispositif d'arrêt de charge

Le montage que l'on rencontre le plus souvent utilise un amplificateur opérationnel **(fig. 5)** monté en comparateur avec hystérésis qui commande un transistor dans le collecteur duquel se trouve un relais. C'est en somme une bascule de *Schmitt* et l'hystérésis que procure ce montage évite qu'à la moindre baisse de tension le dispositif ne reconnecte le générateur de charge. La tension limite a été fixée à 14,4 V et la reprise de la charge ne s'effectue que si la tension tombe en dessous de 12,4 V.

Ce montage, qui fonctionne parfaitement, a cependant plusieurs défauts :

– Si l'on connecte l'alimentation du chargeur avant d'avoir branché l'accumulateur, le montage se trouve auto-alimenté et le relais va successivement s'ouvrir et se fermer à une cadence telle que celui-ci ne résistera que très peu de temps. Lors de nos essais, le relais a été rendu inutilisable dès la mise sous tension.

– Si l'on inverse par mégarde les bornes de l'accumulateur, le montage est alimenté en négatif, ce qui ne plaît ni aux semi-conducteurs ni au condensateur électrochimique. Nous en avons fait la triste expérience.

Nous proposons donc le montage de la **figure 6**, où le relais ne se ferme que si l'accumulateur est connecté (dans le bon sens) et si la tension est inférieure à 12,4 V.

Nous voyons que l'amplificateur opérationnel est alimenté par une Zener de 9,1 V. C'est à partir de cette tension que la tension de référence du comparateur est obtenue. Cela représente un double avantage : la tension de référence est plus stable et, en cas d'inversion des bornes de la batterie, la diode Zener de 9,1 V est conductrice dans le sens direct et la tension à ses bornes est réduite à la tension de seuil d'une diode au silicium, c'est-à-dire 0,6 à 0,7 V. Le 741, alimenté par cette faible tension négative, ne risque rien. Mais il faut que la résistance ballast de la Zener soit suffisamment dimensionnée pour supporter le courant direct (2 W). Une diode au silicium (1N645), placée en série avec l'émetteur du transistor de commande du relais, complète la protection du montage. Nous avons adjoint un « buzzer » aux bornes de notre montage afin d'avertir l'utilisateur de l'inversion des bornes de la batterie. Notons enfin la présence d'une diode électroluminescente qui s'allume dès que le relais décolle et indique la fin de charge. La **figure 7** donne le circuit imprimé ainsi que l'implantation du montage. P_1 sert au réglage de la tension de déclenchement du comparateur et P_2 en règle l'hystérésis.

La meilleure façon de calibrer ce circuit est d'utiliser une alimentation régulée que l'on règlera d'abord sur 14,4 V. P_1 sera ajusté pour couper le relais à cette tension. P_2 étant à mi-course, on abaisse alors la tension de l'alimention jusqu'à ce que le relais soit excité. Si le relais s'enclenche à 12,4 V, tout est parfait, le réglage est terminé. Dans le cas contraire, il faut diminuer la valeur de P_2 si le relais s'enclenche au-dessous de cette tension, et l'augmenter s'il s'enclenche au-dessus. Ne pas oublier de réajuster P_1 dès que l'on retouche P_2, car les deux réglages ne sont pas indépendants.

Pour ceux qui seraient tentés par les « charges de désulfatation », il suffirait d'ajouter en façade un inverseur permettant d'augmenter R_{SC} et de passer ainsi à 0,05 C, soit 2 A ($R_{SC} = 0{,}45 / I_s$).

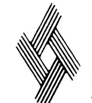
G. Chevalier

COLLECTION 85

Prêt-à-porter : plus de mille câbles multiconducteurs souples attendent votre appel, prêts à vous rejoindre instantanément, où que vous soyez en France.

Sur mesure : nos ingénieurs vous attendent, prêts à étudier avec vous des câbles adaptés à vos besoins particuliers, quelle que soit votre industrie.

Programme de fabrication : fils de cablage, câbles multi-conducteurs pour télécommande et télécontrôle de 0,14 mm² à 2,5 mm² (isolant matière thermoplastique). Câbles multi-conducteurs pour l'industrie de l'électronique avec écrans anti-inductifs réalisés par tresses cuivre, par ruban aluminium ou par semi-conducteur extrudé. Câbles multi-conducteurs blindés par tresses acier. Câbles sur devis pour : hautes et basses températures, contacts avec les hydrocarbures ou divers produits chimiques, tenue au feu améliorée, résistance au feu, compensation pour thermocouples, fibre optique, antiparasites.



radio tresses cables

Rue Thimonnier, Z.I. de Genay, B.P. n° 5
69730 GENAY. Tél. (7) 891.43.22
Télex : RTCCABL 900 908 F.

Stock Région Parisienne et France Nord :
ONDOCABLE
Z.A. des Petits Carreaux - 4, avenue des Coquelicots
94380 BONNEUIL-SUR-MARNE
Tél. (1) 339.24.44. Télex : 215 556 F.

SERVICE-LECTEURS N° 2

Un article qui dissipera certains malentendus.



La surdité : ses causes et ses remèdes (troisième partie)

Cette dernière partie consacrée à l'étude de la surdité, et des remèdes que l'électronique peut proposer au médecin, envisage concrètement les différents types de prothèses aujourd'hui disponibles, y compris l'« implant cochléaire », concept tout nouveau et encore peu connu. Un paragraphe particulier est en outre consacré au cas de la surdité chez les nouveau-nés.

Enfin, une annexe importante dégage les points fondamentaux, déontologiques et juridiques, de l'audioprothésie.

La miniaturisation

La miniaturisation vise deux buts : une meilleure logeabilité de la prothèse en son lieu d'implantation et une consommation énergétique plus réduite des circuits d'où, par conséquent, une miniaturisation des sources d'énergie.

Les circuits, qui occupent une place non négligeable, peuvent être réalisés selon diverses techniques. Les *circuits prédiffusés* possèdent au préalable un certain nombre d'éléments non connectés. Pour réaliser la fonction souhaitée, il suffira d'effectuer les connexions, soit manuellement, soit par ordinateur. Ils répondent très bien aux critères de dimensions et de consommation et se prêtent assez bien aux séries de moyenne importance. Les *circuits précaractérisés* offrent une puce n'ayant subi que les premières diffusions élémentaires. La réalisation des fonctions souhaitées s'effectue au moyen de la CAO (Conception Assi-

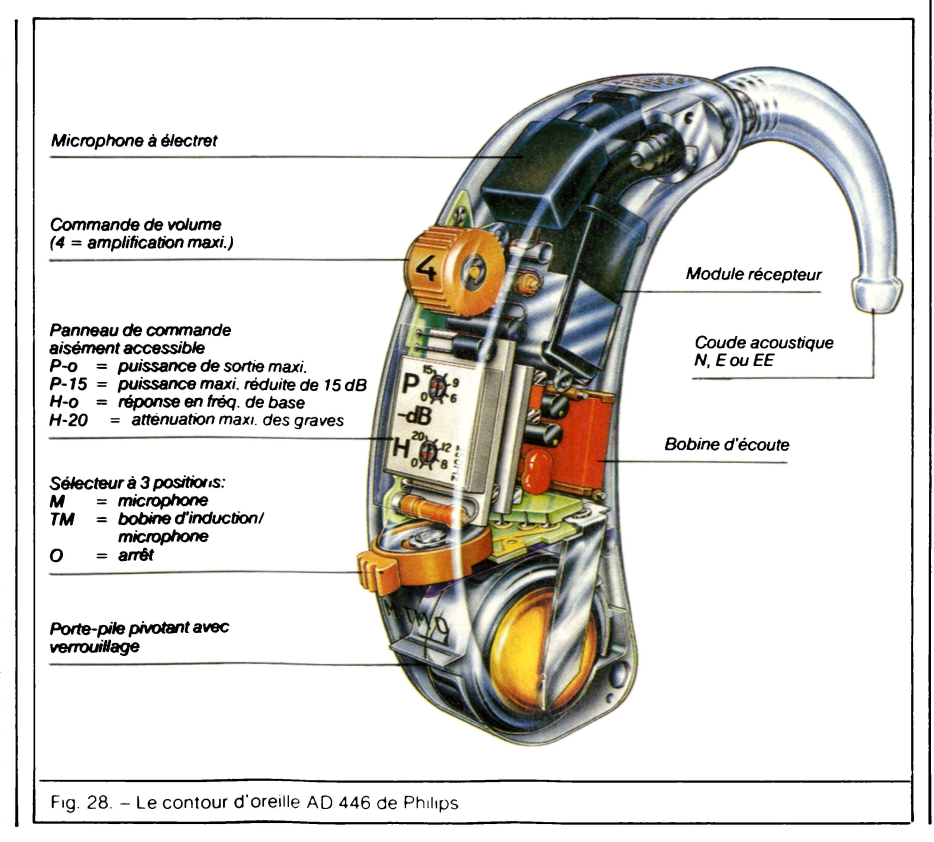


Fig. 28. – Le contour d'oreille AD 446 de Philips.

tée par Ordinateur) en partant de fonctions standard contenues dans les programmes informatiques d'implantation mis à la disposition du client par le fabricant. Cette technique assure une meilleure utilisation de la surface de la puce, d'où des dimensions plus petites, mais d'un coût plus élevé. Enfin, les *circuits spécifiques* où, partant d'une maquette du circuit à miniaturiser, le fabricant réalise par CAO l'implantation des composants sur le « chip » de base. Là encore l'investissement de base est important (CAO) et cette technique ne devient intéressante que pour les très grandes séries. Mais cela peut être envisagé si l'on espère un développement du marché des prothèses auditives comme cela est souhaité aussi bien par les patients que par les audioprothésistes.

Le contour d'oreille

Voyons, sur le plan pratique, comment se présente actuellement une prothèse classique du type contour d'oreille. Prenons le modèle AD 446 **(fig. 28)** que commercialise **Philips** dans sa nouvelle série « Compact AD ». C'est un correcteur linéaire de forte puissance pour déficiences auditives sévères à caractère transmissionnel et mixte, éventuellement accompagnées de phénomènes de recrutement.

Dans ce modèle, les appareils sont pourvus de deux commutateurs disposés sur le haut de l'appareil. Ils sont destinés aux préréglages individuels effectués par le spécialiste. Ces commandes sont affectées aux réglage *(P)* de la puissance de sortie maxi et au réglage *(H)* de la coupure des basses fréquences (contrôle de tonalité), puis elles permettent d'obtenir une excellente adaptation prothétique. Parmi les caractéristiques, notons le circuit économiseur d'énergie qui prolonge la durée de vie de la pile (jusqu'à 65 %), le sélecteur à 3 positions : *M*-microphone, *TM*-bobine d'induction/microphone, *O*-arrêt. La construction modulaire est réalisée au moyen de la CAO. Les appareils sont équipés d'un microphone à électret omnidirectionnel de grande sensibilité.

A titre d'exemple, les **figures 29, 30** et **31** donnent le schéma du circuit et les unités à film épais du modèle 22 AD 426-L (Philips). Les **figures 32** à **36** illustrent quelques opérations au cours de la fabrication de prothèses auditives.

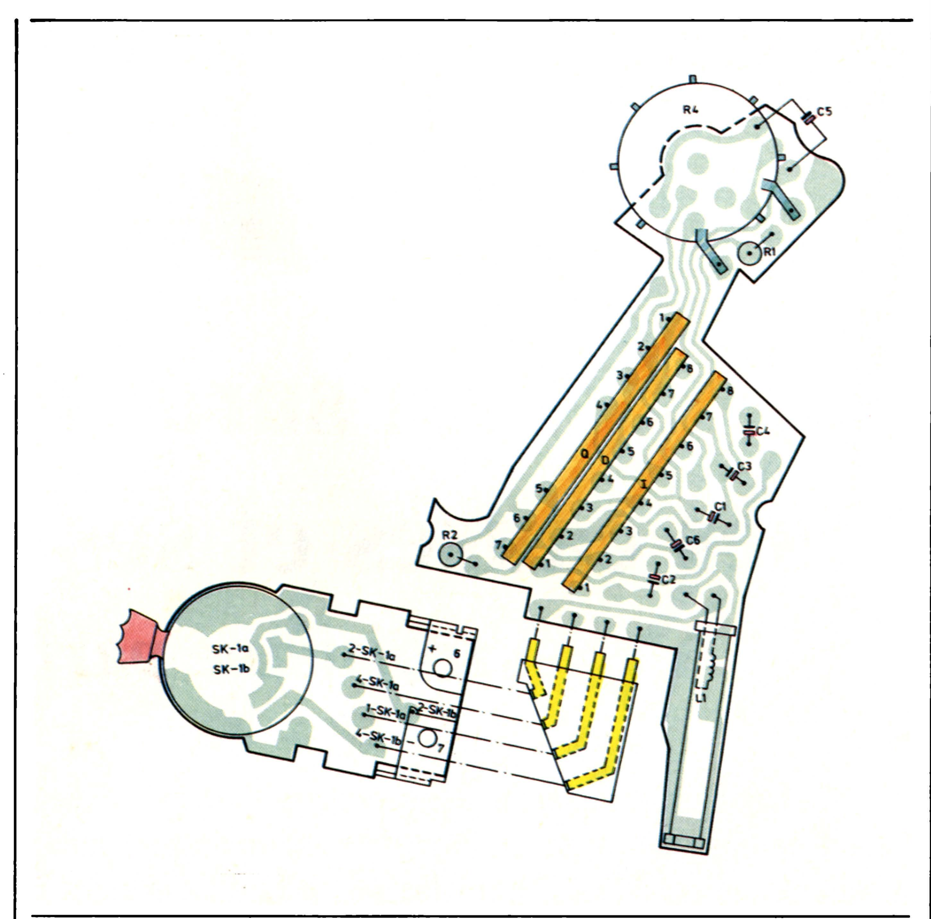


Fig. 30. – Circuit du contour d'oreille Philips 22 AD 426 L.

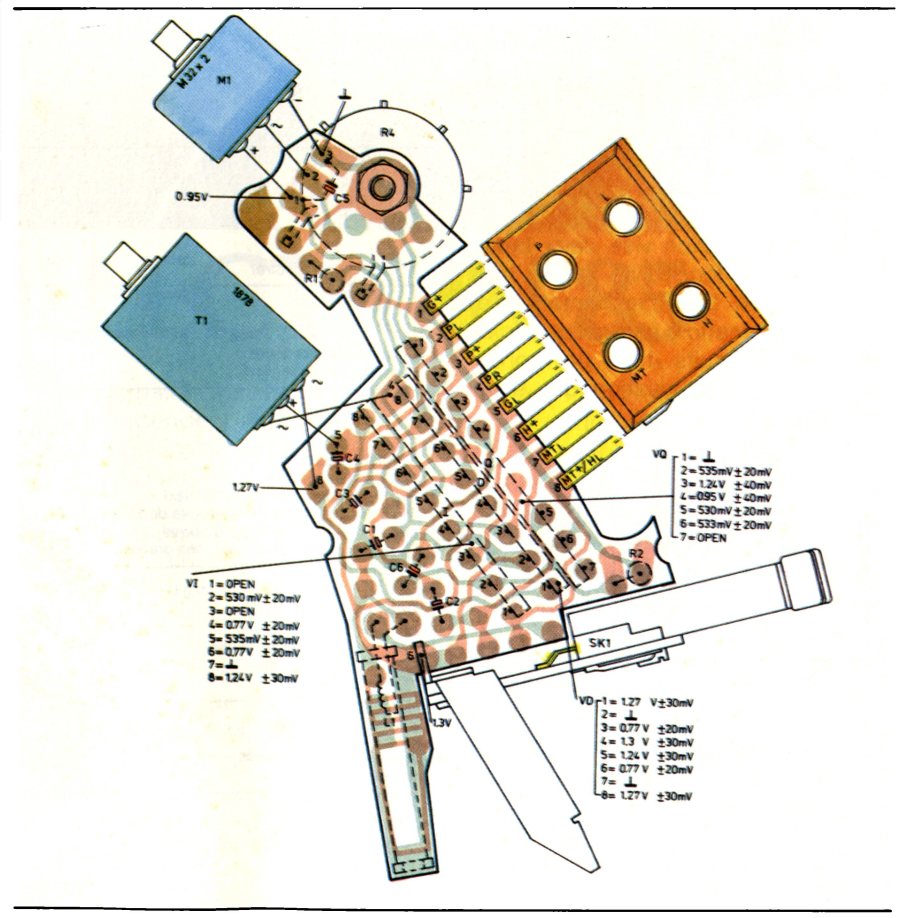


Fig. 31. – Circuit du contour d'oreille Philips 22 AD 426 L.

POS	SK-1a	SK-1b
1	MICROPHONE	ON
2	BOBINE + MICRO	ON
3	—	OFF

Fig. 29. – Le circuit du contour d'oreille 22 AD 426 L (doc. Philips).

L'intra-auriculaire

Avec la prothèse intra-auriculaire, on aborde un domaine nouveau tant par l'électronique, qui se miniaturise un peu plus, que par la morphologie de l'appareil, qui doit être à la mesure de l'oreille qui va la recevoir.

L'avantage de l'intra-auriculaire est de bénéficier de la distance réduite entre l'ampli et le tympan, auquel s'ajoute l'effet amplificateur du pavillon de l'oreille (focalisation interne de l'oreille). Une parfaite adaptation nécessite la réalisation d'un moulage, c'est-à-dire la prise d'une empreinte par l'audioprothésiste. Ensuite, la coque de « l'intra » est réalisée soit en métal, soit en plastique et, dans les deux cas, les parois sont très fines afin d'allier la légèreté et l'efficacité anti-Larsen.

Sur le plan électronique, nous retrouvons une certaine analogie avec les autres types de prothèses **(fig. 37).** La société **CAFA** en fabrique un modèle (avec deux versions). L'amplificateur est réalisé sur circuit hybride, il comporte un microphone à électret, un écouteur magnétique. L'alimentation se fait par pile dont la durée de fonctionnement est de 80 h (pile oxyde de mercure) ou de 140 h (pile zinc-air). L'une des versions est à amplificateur linéaire avec réglage de la tonalité, l'autre version est à contrôle automatique de gain avec réglage de la compression.

L'introduction de l'intra-auriculaire dans l'oreille peut être à l'origine de troubles dus à la secrétion de cérumen qui peut obstruer la sortie écouteur de la prothèse (même avec les dispositifs classiques du type grille). Chacun sait que l'oreille est le siège de secrétions naturelles qui sont des agents agressifs pour les intra-auriculaires. Le cérumen, notamment, a pour effet d'empêcher le passage des sons. En outre, les secrétions autres que le cérumen ont des composants acides qui sont très néfastes aux circuits et à leurs composants.

On comprend que l'on ait cherché à les protéger en plaçant sur le passage de la coque une pièce formant barrage. Une telle pièce n'avait pu être réalisée jusqu'à ce jour avec succès. En effet, si l'on veut que le son passe bien, il faut que le passage soit aussi dégagé que possible, et si l'on veut empêcher efficacement les entrées de sécrétions ainsi que le dépôt de cérumen, il faut que le passage soit aussi restreint que possible.

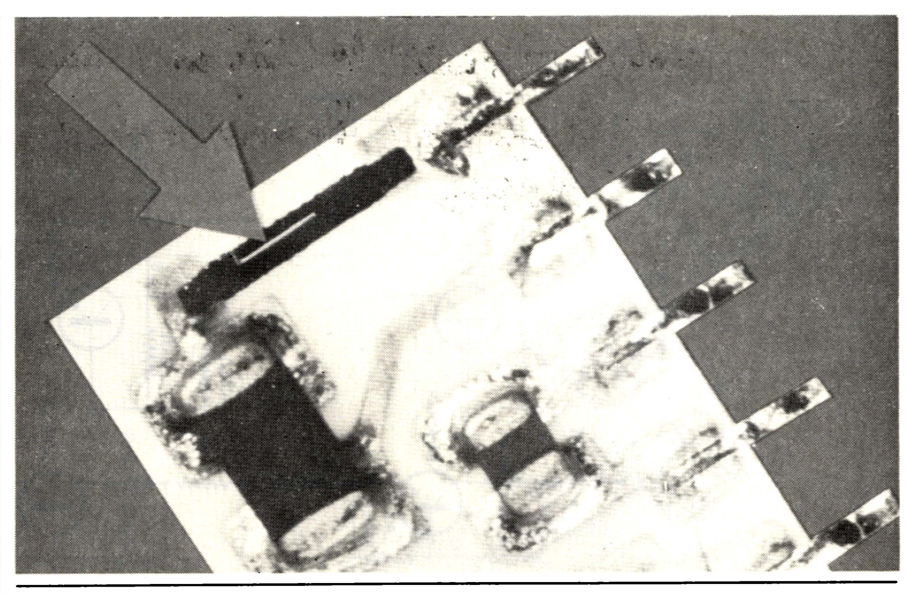


Fig. 32. – Calibrage par rayon laser d'une valeur de résistance en régime dynamique (Philips).

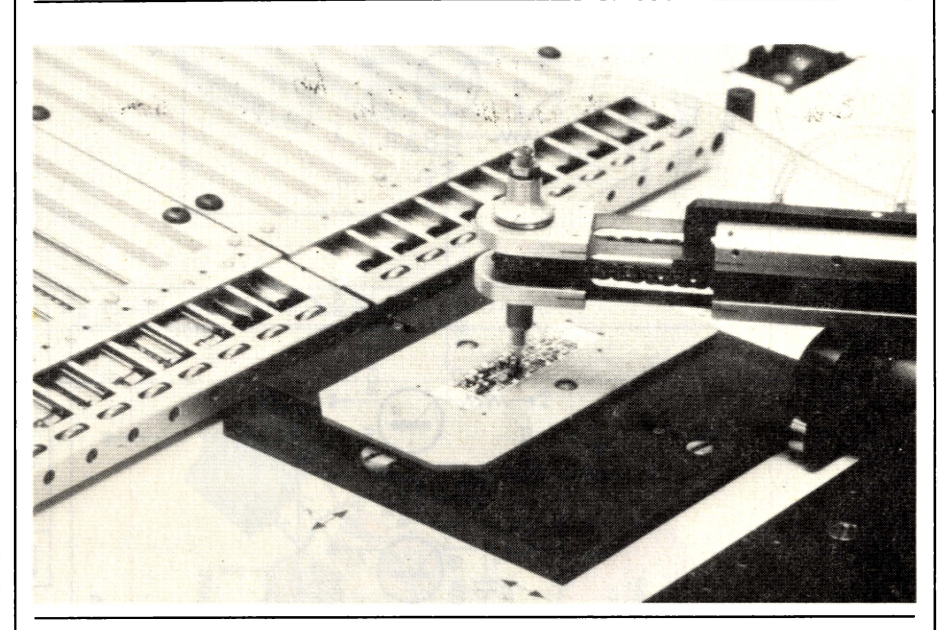


Fig. 33. – Implantation automatique des chips par machine pneumatique sur les films en circuit hybride (Philips).

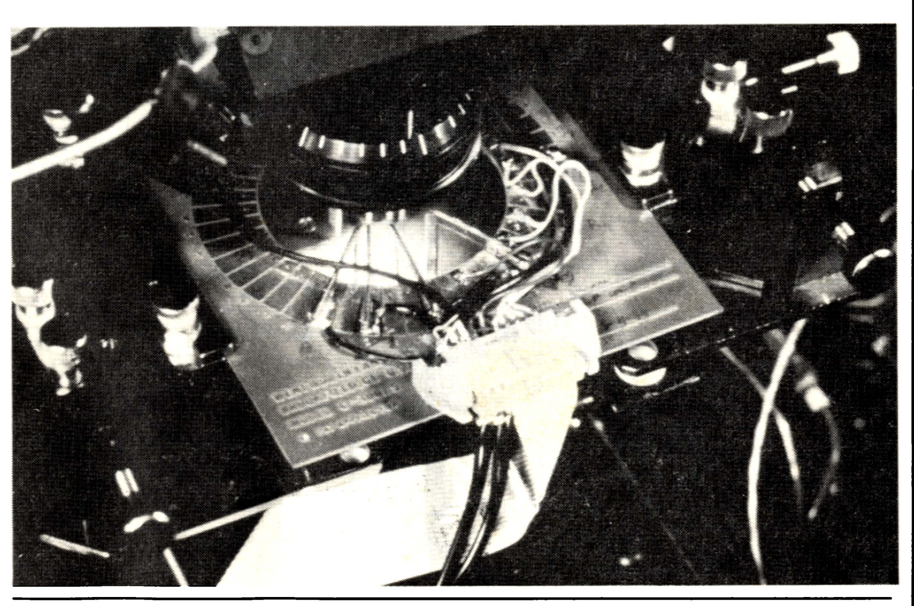


Fig. 34. – Découpage de film épais par laser (asservissement par programme ordinateur) (Philips).

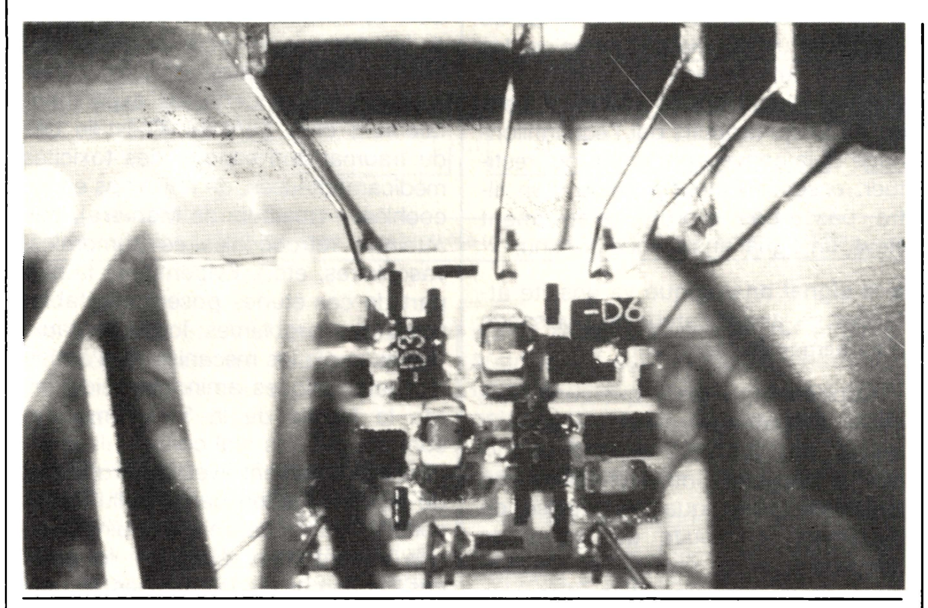


Fig. 35. – Photo d'un circuit hybride en phase d'étalonnage par système laser (Philips).

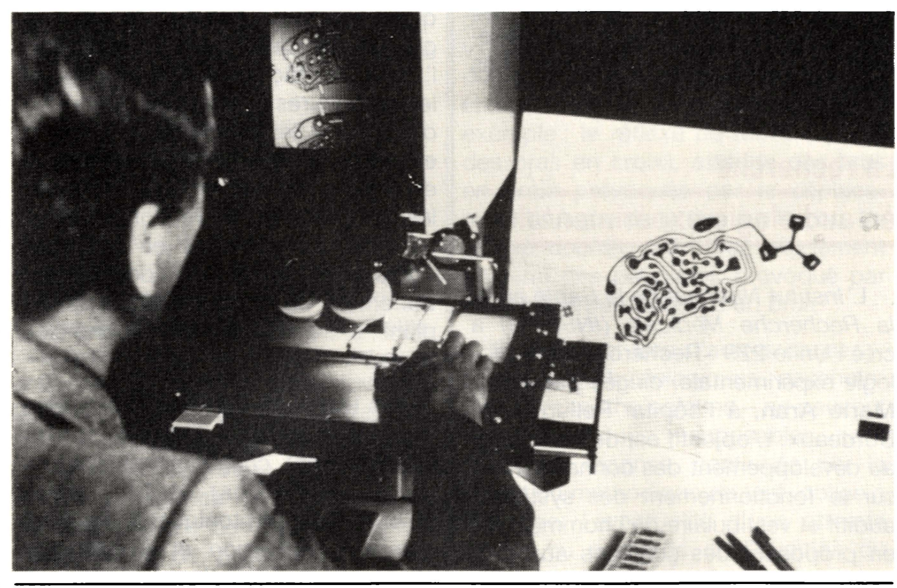


Fig. 36. – Contrôle des circuits (Siemens).

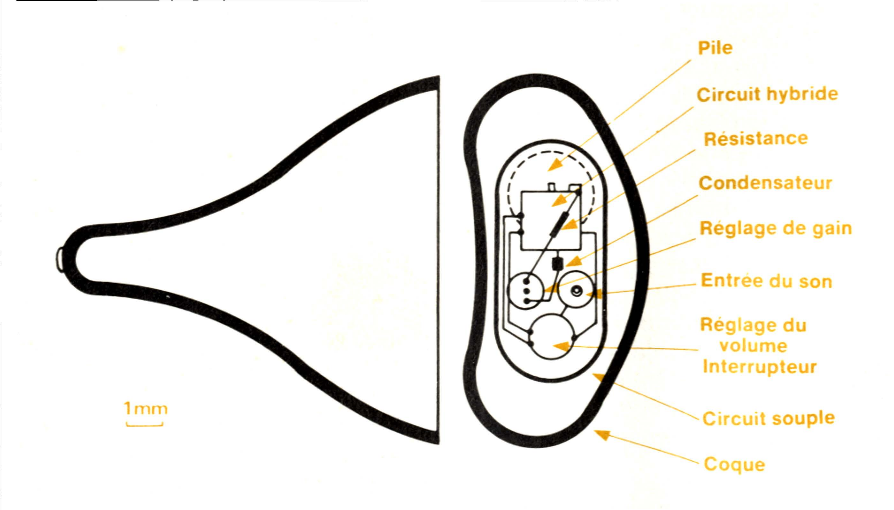


Fig. 37. – Schéma d'un intra-conduit monté sur circuit souple (doc. CAFA).

Ces deux nécessités contradictoires constituent un problème que la société **CAFA** a résolu avec son « capuchon ». Dans le principe retenu, on intercale une pièce aisément amovible entre la coque et les sécrétions naturelles. La pièce peut être remplacée ou nettoyée sans précautions particulières indépendamment de l'intra-conduit et de son circuit.

La prothèse idéale

Les prothèses auditives actuelles réalisent les fonctions d'amplification et de filtrage dans le domaine analogique. Les problèmes que ce type de traitement analogique crée dans le domaine de l'audioprothèse sont bien connus et **R. Utzmann, J. Jouve** et **A. Wiplier** (société **CAFA**) l'ont bien souligné lors des *Journées nationales d'information des audioprothésistes français* (1983). Ils ont évoqué, entre autres :

- les problèmes classiques de reproductibilité, de dérive, de taille des éléments,
- la difficulté d'obtenir l'amplification prothétique souhaitée en fonction du champ dynamique (par exemple, compression du gain en fonction de l'intensité et de la fréquence du signal à l'entrée et/ou du signal à la sortie),
- la difficulté de réaliser des filtres ayant les fonctions de transfert nécessaires pour l'adaptation aux pertes auditives du malentendant et ceci malgré l'utilisation relativement récente en audioprothèse du filtrage actif,
- et surtout, la modification difficile des courbes de réponse :

– soit en utilisant les réglages si les organes de réglages ont été prévus à la construction (ils deviennent de plus en plus nombreux, mais c'est une solution chère et peu fiable),

– soit en changeant des éléments (résistances, capacités, solution de plus en plus délicate au fur et à mesure que la miniaturisation progresse).

L'essor récent des techniques d'intégration à grande échelle a permis l'utilisation des techniques numériques de traitement du signal et dans des domaines aussi divers que la téléphonie, la télévision, la reconnaissance de formes, la prospection géophysique, la stimulation cardiaque.

Il est raisonnable d'envisager dans un avenir proche que l'audioprothèse

profitera des avantages de la numérisation : plus de dérive, une reproductibilité assurée, une fiabilité accrue. Toujours d'après ces auteurs, ces futures prothèses intégreraient même un calculateur sous forme soit de microprocesseur standard, soit d'organes spécialisés. Ainsi pourrait être réalisé n'importe quel type de fonction de transfert, sans modification d'éléments : pour changer les courbes de filtrage, il suffirait de changer le programme de calcul, voire simplement les coefficients dans le programme, d'où simplification des réglages.

Cette flexibilité a d'autres conséquences importantes : elle procure une meilleure adaptation au marché, tout en permettant une rationalisation de la fabrication : il sera possible de proposer toute une gamme de modèles de façon à satisfaire des besoins variés, sans modifier le matériel, la différence résidant dans le logiciel. Et, à l'instar des stimulateurs cardiaques, un contrôle permanent des propriétés du système pourrait s'exercer, toujours par programmation, facilitant grandement les tests.

Dans l'état actuel de la technique, il peut être proposé le schéma synoptique de la **figure 38** où nous trouvons :

- des **filtres d'entrée** : le signal analogique provenant du microphone est d'abord filtré afin de limiter la bande passante à la bande utile et d'éliminer les bruits de basses et hautes fréquences,
- un **échantillonneur-bloqueur** : ce signal est ensuite échantillonné (périodicité satisfaisant la condition de **Shannon**), et maintenu constant, pendant la durée nécessaire à la conversion, par l'échantillonneur-bloqueur,
- un **convertisseur analogique-numérique** : chaque signal échantillonné est converti en nombre de *n* bits (*n* fixant le pouvoir de résolution du convertisseur),
- une **unité de calcul numérique** : la série des nombres de *n* bits est transférée dans l'unité de calcul (opérateurs : addition, multiplication, retard) pour y subir les transformations (filtrage, compression, transposition de fréquence...) en fonction du programme de calcul et donner ainsi naissance à une nouvelle série de nombres disponibles en sortie de l'unité de calcul,
- un **convertisseur numérique-analogique** : cette série est convertie en signal analogique par le convertisseur numérique-analogique,
- des **filtres de sortie** : ces filtres de sortie ont un double rôle : éliminer les bruits (haute fréquence, bruit d'horloge) et distorsions (notamment celle en sin x/x) introduits par l'échantillonnage et la conversion, et surtout restituer, essentiellement à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordre relativement élevé, un signal analogique continu,
- le **signal analogique** va ensuite attaquer un amplificateur de puissance pour alimenter l'écouteur.

Cependant, il reste quelques difficultés à surmonter avant de pouvoir réaliser une prothèse auditive (à fortiori, un appareil intra-auriculaire) en technique numérique : la vitesse de traitement, par suite du temps de conversion et de calcul, l'encombrement et la consommation d'énergie qui sont encore trop importants. Toutefois, avec les circuits rapides à très faible consommation, aussi bien pour les microprocesseurs généraux que pour les circuits spécialisés en traitement du signal, tout espoir n'est pas perdu.

La recherche en audiologie expérimentale

L'*Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (INSERM)* a créé l'Unité 229 : Recherche en audiologie expérimentale, dirigée par **Jean-Marie Aran**, à l'hôpital **Pellegrin** de Bordeaux. L'objectif est de contribuer au développement des connaissances sur le fonctionnement des systèmes auditif et vestibulaire de l'homme, tout en proposant des solutions aux problèmes diagnostiques et thérapeutiques posés en permanence en clinique.

Le développement des connaissances s'effectue essentiellement par des expérimentations chez l'animal, mais aussi au moyen d'observations chez l'homme ; on étudie les caractéristiques fonctionnelles et structurales des organes mécano-récepteurs dans l'audition et l'équilibration, tous situés dans l'oreille interne, et qui couvrent une très large gamme de stimulations mécaniques. L'analyse des corrélations anatomo-fonctionnelles permet d'approcher les processus de la transduction et du codage sensoriel et nerveux, et de préciser les sensibilités absolues et différentielles dans les domaines temporel, dynamique et fréquentiel.

Les pathologies otologiques humaines se classent selon leurs causes ou leurs symptômes. Afin d'en approfondir les mécanismes et de proposer des préventions et traitements, on essaie d'en reproduire certaines expérimentalement chez l'animal. C'est le cas du traumatisme sonore, des toxicités médicamenteuses, de l'hydrops endocochléaire (maladie de **Ménière**), des atteintes rétrocochléaires (tumorales, vasculaires, etc.). Evidemment la plupart de ces études posent inévitablement des problèmes fondamentaux. Par exemple les mécanismes d'action des antibiotiques aminoglycosidiques (de la famille de la Streptomycine) sont encore très mal connus, ils interfèrent directement avec les processus de la transduction par la cellule sensorielle, qu'ils peuvent détruire avec une remarquable sélectivité. Ici aussi ces recherches sont menées le plus possible en parallèle chez l'homme et chez l'animal.

Dans le domaine du Génie biologique et médical, un atelier de technologie biomédicale a été installé dans l'Unité. Ses tâches sont de développer les procédures et matériels permettant de préciser les diagnostics (objectifs et différentiels), et de mettre au point, en utilisant de nouvelles technologies, les appareils de correction auditive : prothèses ossiculaires en matériaux composites, prothèse acoustique à traitement du signal de la parole, implant extra-cochléaire à mono-électrode.

Les techniques de base sont l'électrophysiologie chez l'homme (potentiels évoqués), chez l'animal (préparations chroniques) et l'histologie (microscopie photonique et électronique à transmission et à balayage) après micro-dissections. L'informatique est évidemment un élément important dans ces techniques. Une approche biochimique des phénomènes, étudiés actuellement uniquement à travers l'électrophysiologie et l'histologie, est envisagée.

Le problème des nouveau-nés

Si l'individu, enfant ou adulte, peut exprimer de différentes manières son déficit auditif, il en va tout autrement pour le nouveau-né. La pédiatrie est une discipline complexe et notre propos est d'évoquer simplement le problème des surdités éventuelles (et qui par conséquent doivent être traitées précocement) sans aller trop loin dans le détail. La mise au point d'un

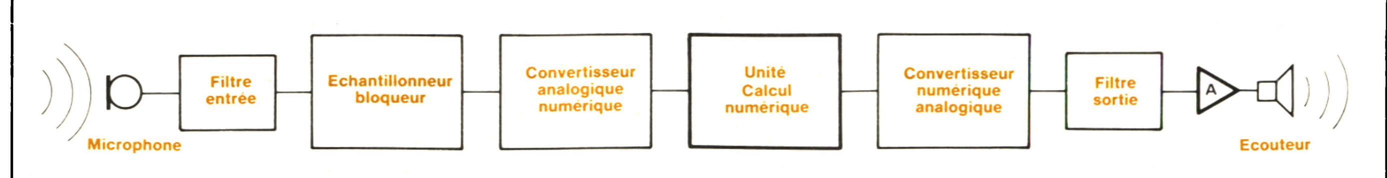


Fig. 38. – Schéma synoptique d'une future prothèse (d'après R. Utzmann, J. Jouve et A. Wiplier).

test néo-natal par **Veit** et **Bizaguet** a considérablement fait évoluer l'étude de la surdité au cours des premiers jours de la vie d'un être humain.

Si l'accoucheur doit délivrer la mère de son précieux fardeau, il doit aussi, et ceci est au moins aussi important, mettre au monde un enfant dont l'avenir est sauvegardé. Aussi, parmi les critères de jugement objectif du résultat obtenu, le test acoustique néo-natal constitue un véritable dépistage neuro-sensoriel des plus précieux car il est facile à obtenir, précoce, répétitif, et il explore les voies réflexes multiples.

Pour le pédiatre, l'étude systématique des réactions auditives sensorimotrices à la naissance peut être considérée non seulement comme un dépistage d'une éventuelle surdité, mais beaucoup plus comme un tri, au milieu d'enfants normaux, d'un groupe de sujets qui ont la possibilité d'avoir présenté ou de présenter, actuellement ou dans un avenir proche, des états pathologiques. Autrement dit, le dépistage acoustique néo-natal sert à définir un groupe d'enfants « à risque ». L'absence de réaction à un stimulus sonore a des causes très variables ; l'état de vigilance, bien sûr, mais aussi l'état pathologique font de cet examen du nouveau-né, des éléments d'étude physiologique, psychologique et pathologique.

Le test acoustique néo-natal peut donc apporter au pédiatre l'élément objectivement mesurable qui leur manquait ; mais, compte tenu de la présence dans les maternités de la quasi-totalité des nouveaux-nés pendant les six ou huit jours de la vie, il constitue sans conteste pour l'otologiste le premier maillon indispensable d'un dépistage précoce de la surdité.

L'étape néo-natale du dépistage des déficiences auditives amènera à mieux connaître l'évolution et la pathologie auditive du premier âge. On doit en effet admettre qu'un certain nombre de surdités dites congénitales n'apparaissent en fait qu'au cours de la première année, sans qu'un incident pathologique n'attire l'attention sur le développement d'une atteinte auditive... Il est particulièrement intéressant de connaître le temps libre entre la naissance et l'apparition de la surdité, donnée nouvelle due au dépistage systématique.

Le test acoustique néo-natal, pièce maîtresse du dépistage précoce, s'appuie sur le fait, maintenant bien connu, que le nouveau-né normal, exposé dans des conditions définies à un signal acoustique également défini, de qualité et d'intensité optimales, répond par des réactions musculaires, viscérales ou psychologiques se traduisant par une modification de son état ou de son comportement. Par exemple : le *réflexe de* **Moro** (réflexe des bras en croix), attitude des bras en croix provoquée par le déplacement brusque de la tête sur le cou. Le *réflexe cochléo-palpébral,* clignement bilatéral des paupières provoqué par la brusque perception d'un bruit.

Pour autant que d'autres causes – physiques, physiologiques, psychologiques ou pathologiques – ne peuvent en être rendues responsables, l'absence de réponse, confirmée par la répétition méthodique du test, oblige à envisager l'éventualité d'une atteinte sévère ou profonde de l'audition du nouveau-né.

La mise en œuvre de ce test se fait au moyen d'un appareil : le *« Babymètre »* **Philips.** Il délivre deux formes de signaux acoustiques :

– un bruit blanc,

– un bruit coloré, de tonalité aiguë, prélevé dans le bruit blanc par un filtre passe-bande dont la caractéristique fréquentielle se situe entre le filtre médium et le filtre aigu de l'audiomètre de dépistage. Sa bande passante s'étend de 2 900 à 3 000 Hz (f_0 : 3 250 Hz), avec une pente de 45 dB par octave.

Le rapport aléatoire des phases des fréquences composant le bruit blanc confère à ces signaux un caractère impulsionnel qui stimule fortement les centres de la vigilance et les rend hautement réactogènes. En outre, les signaux délivrés par l'appareil sont les seuls à assurer au test acoustique néo-natal une parfaite inocuité car leur charge acoustique se répartit régulièrement et également sur la membrane basilaire. L'absence de nocivité, même aux plus fortes intensités, autorise son emploi dès les premières heures de la vie.

Et maintenant : l'implant cochléaire

On ne peut terminer une étude sur la surdité sans évoquer les résultats obtenus ces dernières années dans le domaine de l'implant cochléaire. Ceux-ci ont été présentés en octobre 1983 lors du *2e Symposium international sur l'implant cochléaire* qui s'est tenu à Paris. Il s'agit du traitement de la surdité totale bilatérale par stimulation directe du nerf auditif au moyen d'électrodes.

En principe c'est tout simple. On capte les sons, on les transforme en signaux électriques, ceux-ci stimulent directement les fibres du nerf auditif par l'intermédiaire d'électrodes. En pratique, les choses sont moins simples. Le nerf auditif comporte 50 000 fibres reliées à quelque 15 000 cellules sensorielles, alignées sur une membrane de 30 millimètres de longueur, enroulée en spirale dans la cochlée. C'est cette membrane qui vibre sous l'effet des sons et ce sont les cellules sensorielles qui codent électriquement le message. De par sa forme, la membrane répond mécaniquement de différentes façons (intensité de la déformation et localisation) selon les sons reçus (intensité sonore et fréquence). La pose d'électrodes dans des zones bien définies permet de stimuler le nerf sélectivement selon certaines fréquences. Mais le problème se complique dès que l'on veut faire jouer également un autre paramètre, celui de l'intensité. Comme quoi rien n'est simple.

Les premières expériences ont débuté avec une électrode seulement (**Eyriès – Djourno**, Paris 1957 – **House**, Los Angeles et **Merzenich** –

Michelson, San Francisco 1970). Cet implant rudimentaire ne permettait que l'audition d'un bruit, tout juste valable pour établir un signal d'alerte (un peu comme les vibrateurs osseux placés derrière l'oreille) et nécessitant la suppléance de la lecture labiale. C'était néanmoins un progrès car l'étape suivante fut la multiplication des électrodes et actuellement il existe des appareils à 8 électrodes (USA) et à 12 électrodes (France).

Bien sûr, les techniques chirurgicales d'implantation diffèrent d'une équipe à une autre, mais il semblerait que l'on soit sur une bonne voie. Très schématiquement **(fig. 39)** l'appareillage se présente sous la forme d'un récepteur qui est placé sous la peau (dans la région mastoïdienne) et qui comporte les électrodes reliées à la cochlée. Extérieurement, un émetteur reçoit les sons ambiants, procède à l'analyse de la parole, effectue le codage de tous ces signaux et les dirige vers le récepteur au moyen d'une antenne placée en face de celui-ci. L'appareillage est alimenté au moyen d'une batterie rechargeable après une douzaine d'heures d'utilisation.

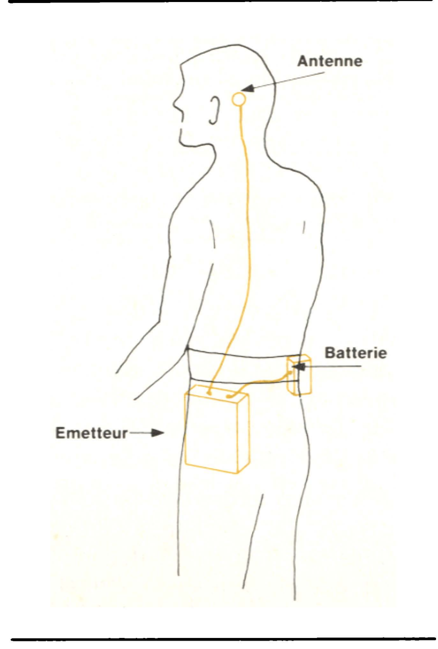


Fig. 39. – L'implantation cochléaire et son appareillage externe. Le récepteur est placé sous la peau dans la région mastoïdienne.

Les problèmes qui se posent actuellement sont les problèmes classiques de l'implant d'un corps étranger dans l'environnement de l'organisme (la stimulation cardiaque nous a familiarisé avec ce type de problèmes) ainsi qu'avec la façon d'y pallier, puis de la miniaturisation de l'appareillage.

Ensuite, il y a un problème de rééducation du patient, notamment au point de vue linguistique. La modification de la voix du sujet s'objective par une amélioration de l'articulation et un gain sur l'intelligibilité de la parole. Et puis, ce qui n'est pas négligeable, il y a tout un changement dans les rapports socio-affectifs du sujet avec son entourage.

Circuit AGC
1. Pré-amplificateur pour microphone, bobine téléphonique et entrée audio.
2. Amplificateur contrôlé par tension.
3. Contrôle de volume (potentiomètre).
4. Amplificateur de contre-réaction.
5. Convertisseur alternatif continu.

Circuit de filtrage actif
par technique à 2 canaux
1. Canal 1 : filtrage actif avec pré-programmation des courbes de fréquence.
2. Canal 2 : Dérivation active des sons graves.
3. Amplificateur mixant les 2 canaux graves/aigus.

Amplificateur final
avec réglage de puissance de sortie actif.
1. Commutateur de programme pour la sélection de la puissance de sortie.
2. Amplificateur de puissance final.

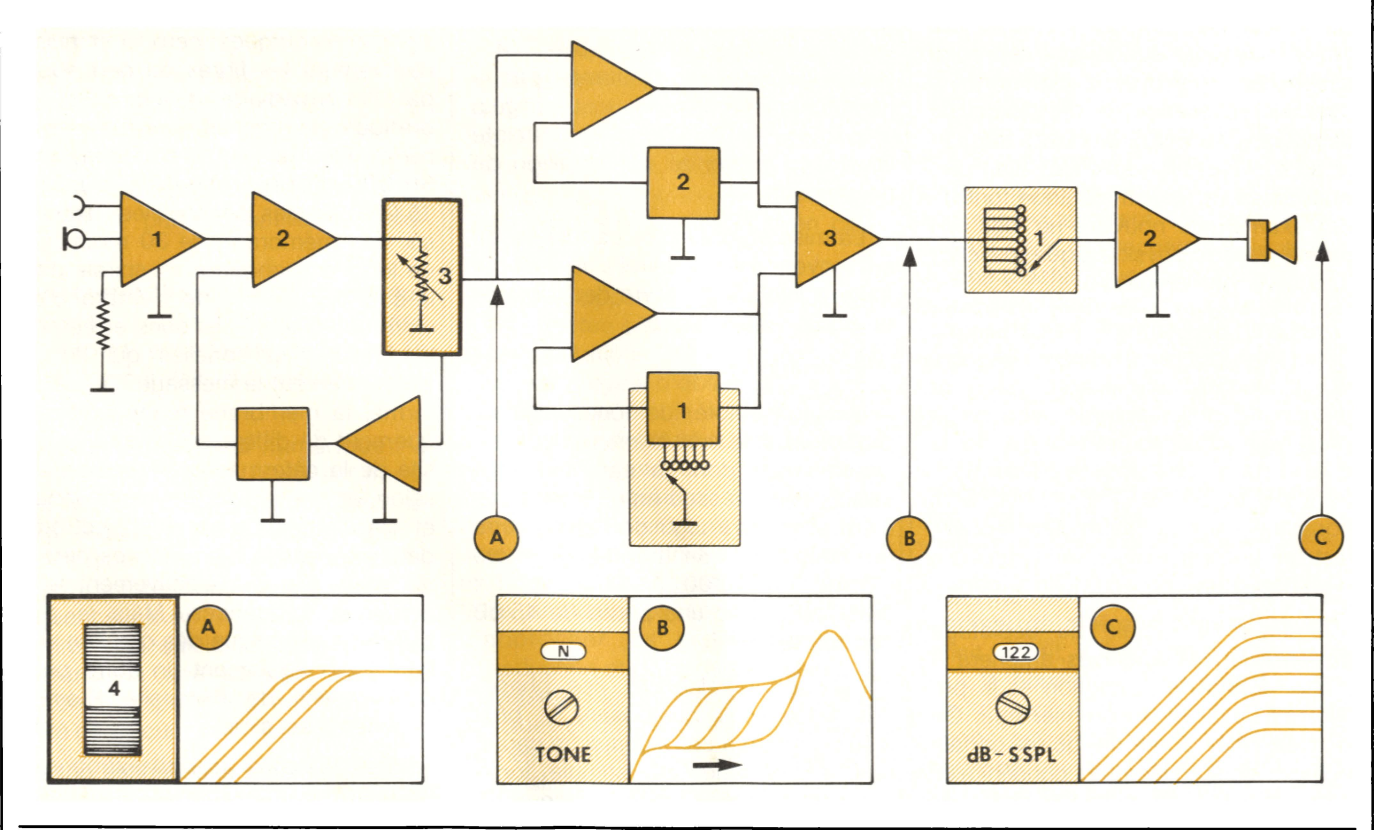


Fig. 40 – La « super-compression Phonak ».

... Retour à la notion de « compression »

A la fin de la seconde partie de l'étude sur la surdité, nous avons évoqué les problèmes de la compression. C'est un sujet qui fait l'objet actuellement d'études en vue de parfaire les réponses obtenues par les prothèses modernes. Nous voudrions ajouter à ce dossier quelques mots sur « la Super-compression » équipant le *Phonak Varionet Sc. D.*

La « Super-compression » *Phonak* garantit une réponse en fréquences stabilisées sur une bande extrêmement large. Indépendante d'un signal d'entrée grave ou aigu, une augmentation de l'amplification des fréquences graves sera de toute façon évitée. Un appareil à fréquences aiguës maintient sa caractéristique de fréquences même avec un signal d'entrée extrêmement bas, la partie des basses fréquences non souhaitée est défiltrée complètement. L'intelligibilité de la parole est considérablement améliorée dans un environnement bruyant et le son et l'impression de la puissance sonore ne changent pas.

Dans les montages conventionnels, le potentiomètre est placé juste après le compresseur. Ceci mène automatiquement à un changement de la puissance de sortie maximale à chaque variation d'amplification. La relation entre amplification et puissance de sortie est donc fixe. L'utilisateur ne peut rien changer à cette relation dynamique. Il devrait pourtant être en mesure d'adapter son appareil auditif à la situation acoustique en augmentant ou en diminuant l'amplification sans changement parallèle de la puissance de sortie max. La détermination de la puissance de sortie max. ne devrait être effectuée que par l'audioprothésiste. Avec la « Super-compression » *Phonak*, le potentiomètre est placé dans le circuit amplificateur AGC **(fig. 40)**.

L'utilisateur peut ainsi choisir l'amplification sans changer la puissance de sortie max. réglée par l'audio-prothésiste. L'utilisateur est donc en mesure de déterminer sa dynamique d'audibilité d'après le niveau sonore qui l'entoure.

J. Trémolières

Quel est le rôle de l'audioprothésiste ?

Le législateur a prévu que l'audioprothésiste était responsable de l'appareillage du déficient auditif.

Cet appareillage comprend « le choix, l'adaptation, la délivrance, le contrôle d'efficacité immédiate et permanente de la prothèse auditive et l'éducation prothétique du déficient de l'ouïe appareillé » (loi 67-4 du 3 janvier 1967).

L'audioprothésiste définit les caractéristiques de la surdité au moyen des épreuves tonales d'orientation prothétique. Il étudie la dynamique résiduelle de l'audition du sourd. Il détermine en particulier le seuil auditif et le seuil subjectif d'inconfort, fréquence par fréquence et oreille par oreille, au casque. Il étudie les distorsions éventuellement présentes dans ce champ auditif résiduel (distorsions de hauteur, d'intensité).

Il vérifie la compréhension du sourd en chiffrant le pourcentage d'intelligibilité phonétique, oreille par oreille, au moyen des tests vocaux d'orientation prothétique.

Il réalise la (ou les) prise(s) d'empreintes auriculaires.

L'audioprothésiste sélectionne la prothèse en fonction des résultats obtenus et selon diverses méthodologies et en définit les réglages.

Il adapte cette prothèse sur l'embout auriculaire du patient et dans l'oreille de ce dernier.

L'audioprothésiste contrôle alors l'efficacité prothétique à l'aide de tests tonals et surtout vocaux. Il vérifie le niveau de compréhension du sourd appareillé dans le silence et en ambiance bruyante.

Il s'assure que l'aptitude à la localisation sonore spatiale est bien rétablie, ce qui est le cas dans les appareillages stéréophoniques binauriculaires. Il vérifie également la bonne tolérance à l'amplification.

Il assure et assurera dans le temps, le contrôle d'efficacité de la prothèse auditive et effectuera l'éducation prothétique du déficient auditif.

Adresses utiles

Centre O H A Acoustique, 192, bd Haussmann, 75008 Paris. Tél. : (1) 563.22.56.

International Sound Systems, 24-26, rue Rennequin, 75017 Paris. Tél. : (1) 227.80.30.

Audipha Acoustique (Siemens), 81, rue d'Alsace, 92403 Courbevoie. Tél. : (1) 333.40.96.

Massiot-Philips – Dép. Phono-Audiologie, B.P. 92, 92153 Suresnes Cedex. Tél. : (1) 506.52.20.

Audibel, 9, rue Gounod, 75017 Paris. Tél. : (1) 227.67.61.

Cafa, B.P. 93, 20, bd de la République, 92216 Saint-Cloud Cedex. Tél. : (1) 771.22.74.

Interson, 2, Grande-Rue, 30000 Nîmes.

Inserm, Unité 229, Hôpital Pellegrin, 33076 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 96.83.83 (poste 5161).

Elstar (Audiomètre), 45, avenue Marceau, 75116 Paris. Tél. : (1) 720.68.68 et 77.54.

Phonak France, 19, rue des Trois-Pierres, 69007 Lyon. Tél. : (7(869.36.05.

Bibliographie

[1] Manuel d'acoustique – Note d'application, 100 F. *Hewlett-Packard*, 1970.

[2] *Trémolières J.*, Electronique et Médecine. Edit. Radio, Paris, 1967.

[3] *Nauta W., Feirtag M.*, L'organisation du cerveau, *« Pour la Science »*, N° spécial : Le cerveau, n° 25, novembre 1979.

[4] *Stevens S.S., Warshofsky F.*, Le son et l'audition, Collection « Le monde des Sciences » *Time-Life*, 1966.

[5] 2e Colloque de microtechniques biomédicales : « Demain, quelles prothèses auditives ? » et « Informations acoustiques et surdités profondes », 18 et 19 mars 1983, Besançon. Conférences publiées dans les *Annales françaises des Microtechniques et de Chronométrie*, T. 37, n° 1, 1983.

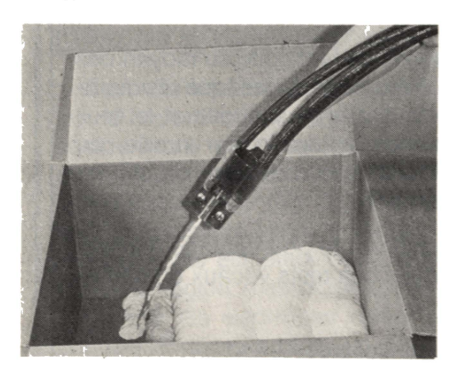
[6] L'Unité 229, « Recherche en audiologie expérimentale », *INSERM Actualités* n° 18, avril 1984.

[7] *Veit P., Bizaguet G.*, « Le test acoustique néonatal », *Bulletin d'Audiophonologie* 1971, vol. 1, n° 4, p. 535-558.

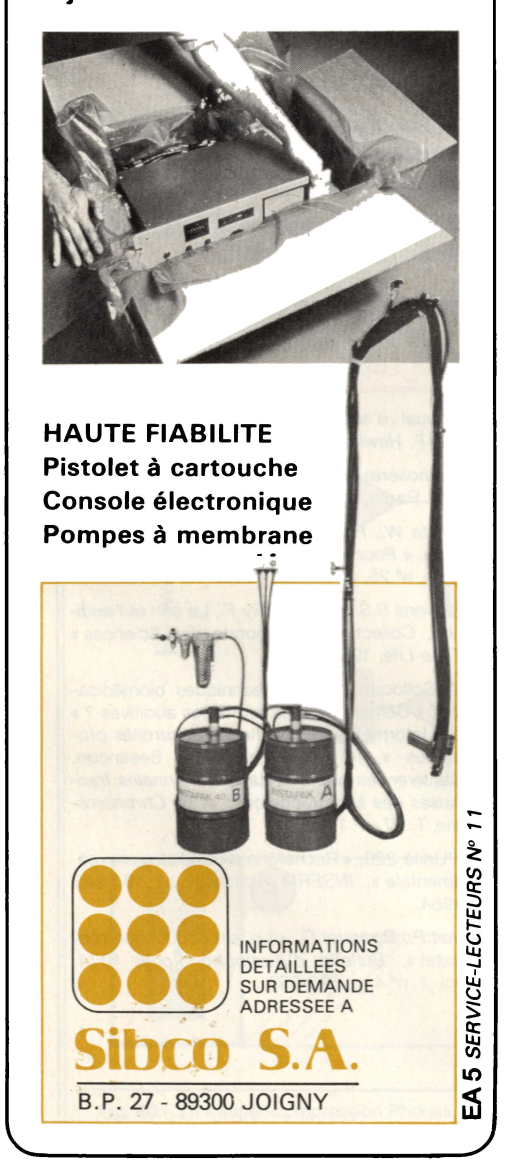
PERFORMANCES + ECONOMIES AVEC

INSTAPAK®

Système 715



La technologie la plus avancée pour l'emballage, le calage et la protection par injection de mousse in-situ.



EA 5 SERVICE-LECTEURS N° 11



TABLEAU DES NORMES ET PUBLICATIONS OFFICIELLES

Publications internationales CEI (*)	Normes françaises identiques ou équivalentes (**)
CEI 268-3 (1969) Equipements pour systèmes électroacoustiques 3e partie : Amplificateurs pour systèmes électroacoustiques.	**NF C 97-310 - avril 1978** Amplificateurs : Caractéristiques et méthodes de mesure.
CEI 303 (1970) Coupleur de référence provisoire de la CEI pour l'étalonnage des écouteurs utilisés en audiométrie.	
CEI 318 (1970) Une oreille artificielle de la CEI, à bande large, pour l'étalonnage des écouteurs utilisés en audiométrie.	
CEI 373 (1971) Un coupleur de la CEI destiné à l'étalonnage des ossivibrateurs ayant une surface de contact spécifiée, appliqués avec une force statique spécifiée.	
CEI 601-1 (1977) Sécurité des appareils électromédicaux, 1re partie : Règles générales.	**UTE C-74-010 - décembre 1980** Appareils d'électricité médicale : Sécurité des appareils électromédicaux - Partie 1 : Règles générales (Norme provisoire).
Normes internationales ISO (**)	Normes françaises identiques ou équivalentes (**)
ISO 389 Acoustique – Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs.	**NF S 30-007** Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs.
ISO 7566 Acoustique – Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs en conduction osseuse et guide pour l'application à l'audiométrie en conduction osseuse.	**NF S 31-001** Audiomètres.

(*) Ces publications sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, 12, place des Etats-Unis, 75783 Paris Cedex 16. Tél. : (1) 723.72.57.
(**) Ces normes sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, ainsi qu'au Service de diffusion de l'Association française de Normalisation, Tour Europe, Cedex 7, 92080 Paris-La Défense. Tél. : (1) 778.13.26.

Journal Officiel

ARR 1969 11 15 : Arrêté relatif aux appareils électroniques correcteurs de la surdité – J.O. 1969.12.19.

ARR 1970 04 15 : Arrêté relatif à la réglementation des appareils électroniques correcteurs de la surdité – J.O. 1970 05 16 – Modifié par ARR 1972 04 25 (J.O. 1972 05 06).

ARR 1981 04 21 : Arrêté relatif à la modification de la réglemenation des appareils électroniques correcteurs de la surdité – Annexe I – J.O. 1981 05 09.



En deux ans, des dizaines d'écoles (LEP, IUT, AFPA....) ont opté pour notre SUPERKIT. Les raisons ? les voici :

Un assembleur intégré. Afin de donner une orientation industrielle à notre SUPERKIT, nous l'avons doté d'une ROM éditeur/assembleur 6809 (une 27128), à syntaxe MOTOROLA compatible **6800**, au format S1/S9.

Un µP moderne : le 6809, qui vous permet d'enseigner les méthodes modernes de programmation que l'on trouve dans l'industrie : réentrance, gestion de la pile, PIC......

Les 6800, 6502, 8085 et Z80 en standard, sous forme d'émulateurs logiciels. Vous actionnez un dip-switch et hop! vous avez changé de micro. Avec le SUPERKIT II vous pouvez (enfin) enseigner aussi bien le 6809 que le Z80. Plus intéressant encore : si, dans quelques années, un nouveau µP devient le standard de l'industrie, alors.... changez d'émulateur, ne changez pas de kit !

30 afficheurs ou une visu 12", vous avez le choix. En fait, le SUPERKIT II se compose de deux cartes, l'une CPU/RAM/REPROM/Interfaces, et l'autre clavier (ASCII ou hexa.)/afficheurs ou CRTC vidéo au standard CCIR.

Dans les deux cas, vous avez continuellement sous les yeux les registres du µP : PC (+op-codes), A, B, X, Y.... ou A, BC, DE, HL... en 8085, ou encore ...H'L', IX, IY, (IX+d) et (IY+d) en Z80. Le CCR/PSW est décodé bit à bit. De plus, 6 touches vous font ressortir instantanément des zones de RAM, REPROM, de pile U/S ou d'interfaces. Ainsi, l'étude d'un PUSH ne nécessite qu'une seule manip., (certains kits à 6 afficheurs en demandent jusqu'à 19....).

Le résultat, le voici : si un kit ordinaire nécessite 100 manips. pour exécuter un programme donné, il ne vous en faut qu'entre 10 et 18 avec le SUPERKIT II. Ainsi, la pédagogie n'a pas été améliorée de 10 ou de 20%,

mais de 800%. Un beau record, non?

Parlons interfaces : 2xPIA, une K7 et 2xRS232C. Vous pouvez imprimer votre programme en hexa/ASCII ou en assembleur. Oui, le SUPERKIT II contient également un **désassembleur.** Mieux encore, vous pouvez tracer pas à pas votre programme sur votre imprimante ou terminal.

L'outil de développement. C'est désormais possible. Pour 11940 Frs. vous transformez votre SUPERKIT II en un système 64K., 1 disque DD, clavier/visu., prog. REPROM., DOS, éditeur et macro-assembleur 6809. L'émulateur en temps réel à mémoire-trace de 2 Kmots de 32 bits et à désassembleur incorporé ne coûte que 9960 Frs.
Mais nous avons également un superbe outil de développement "clefs en mains", **ULYSSE,** à partir de 25000 Frs..

Les logiciels, vous n'avez que l'embarras du choix : cross-assmb. 6800, 6801, 6805, 8085, Z80, 6502, 1800, **68000,** des compilateurs BASIC, PASCAL, langage "C" (980 Frs), et un autre "C" industriel (FLEX/OS9) remarquable : compatible UNIX V7, code linkable, romable et optimisé.

SUPERKIT II : une avalanche d'innovations (**), une structure modulaire, une pédagogie "extra", une orientation industrielle (16 bits, langage "C").... bref, un produit "super". Alors, si vous voulez un kit, ne rétrogradez pas vers les années 70. Achetez donc l'avenir au présent.

Marques déposées : Z80=Zilog, FLEX=TSC, OS9=Microware, UNIX=Bell lab.
(*) Prix du compilateur "C" en disque 5"1/4.
(**) DATA R.D. a déposé plusieurs brevets d'invention.
Note : les prix sont donnés à titre indicatif. Ils sont HT., au 1/9/84.

DATA R.D.
Z.I. de l'ARMAILLER
Rue Gaspard Monge
26500, BOURG-LES-VALENCE
tél : (75) 42-27-25

SERVICE-LECTEURS N° 12



Taille	HEXFET / 100 V	HEXFET-II / 50 V
7.7 mm²	0.3 Ω	0.10 Ω
13.0 mm²	0.18 Ω	0.05 Ω
24.9 mm²	0.085 Ω	0.028 Ω
42.6 mm²	0.055 Ω	0.017 Ω

SERVICE-LECTEURS N° 13



Un banc d'essai pour moteurs

L'objet du montage dont la description suit est d'établir d'une manière aisée un « banc d'essai » d'endurance pour de petits ensembles moteurs-pompes, avec observation de temps de fonctionnement, de temps d'arrêt, et d'effectuer des mesures de débit et de vitesse.

L'emploi de circuits intégrés spécifiques, en particulier pour des fonctions de type « comptage » et « minuterie », donne un bon exemple – transposable à d'autres applications – de ce qu'il est maintenant possible de réaliser avec ces composants. La figure 1 donne le synoptique général du montage.

Régulateur
Sonde
Alim.
Débitmètre
Vers MIN
Alim.
Sondes
Compte-tours
Sonde
Commande
des alimentations
Minuterie
Sonde débit
Sortie
Arrivée de liquide
Moteur
Pompe
Débitmètre

Fig. 1.

La partie « minuterie »

Une utilisation intensive de circuits spécialisés *Intersil* nous a permis de réaliser un ensemble homogène et très performant (**fig. 2**)

Le circuit utilisé est l'ICM 7217 à sorties pour afficheurs à anodes communes. Nous avons déjà parlé de ce circuit dans *Electronique Applications* n° 32, et cette fois nous utiliserons la version 7217 IJI qui compte jusqu'à 9999.

Les possibilités de ce circuit sont utilisées à fond pour réaliser un chronomètre en secondes et dixièmes de secondes, une minuterie à comptage et décomptage ainsi qu'un cycle réglable de marche et arrêt.

L'horloge

On utilise un circuit spécialisé *Texas-Instruments* (SN 76825) qui nous fournit un signal carré à 50 Hz à l'aide d'un quartz 32768 kHz. Ce signal est dirigé vers une décade (7490) montée en diviseur par 5. Nous obtenons donc le 10 Hz nécessaire au comptage des dixièmes de secondes.

Une deuxième décade 7490, montée cette fois en diviseur par 10, nous permet de compter en secondes. Le passage de l'un à l'autre cas se fait par un simple inverseur bipolaire monté en façade de l'appareil.

Ce signal est envoyé directement à l'entrée comptage du ICM 7217.

Fonction minuterie

La programmation du temps se fait à l'aide de 4 roues codeuses BCD et une impulsion sur le poussoir « start min » met l'entrée « load counter » au niveau « 1 » pendant que l'entrée « reset » est inhibée. Au lâcher du poussoir, l'entrée « load counter » est remise à « 0 » tandis que l'entrée « reset » est connectée à la sortie « 0 » du ICM 7217.

A la fin du comptage programmé par les roues codeuses, une impulsion à la sortie « zéro » bloque le compteur et l'empêche de redémarrer. Cette même impulsion déclenche un triac par l'intermédiaire d'un optocoupleur TIL 111 ; le triac servant d'interrupteur dans l'alimentation du moteur à essayer.

Un deuxième transistor commande un relais qui en fin de cycle ouvre le circuit du triac (dans le cas d'une utilisation en courant continu).

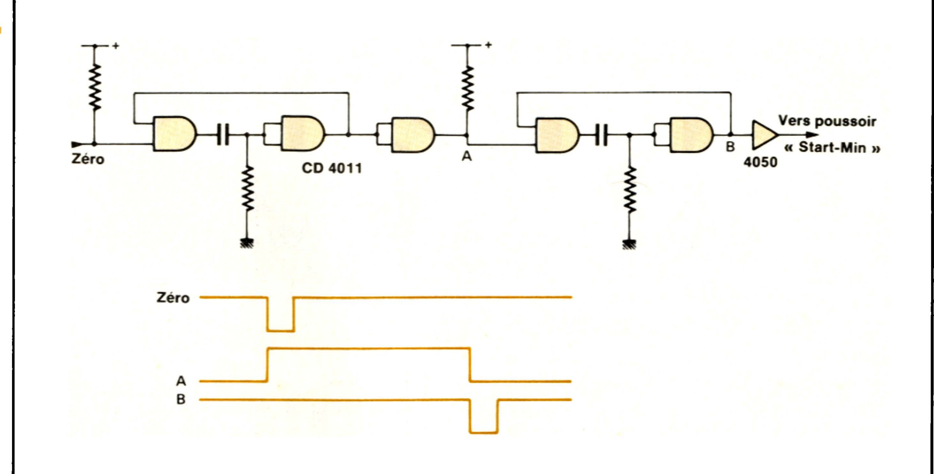


Fig. 3.

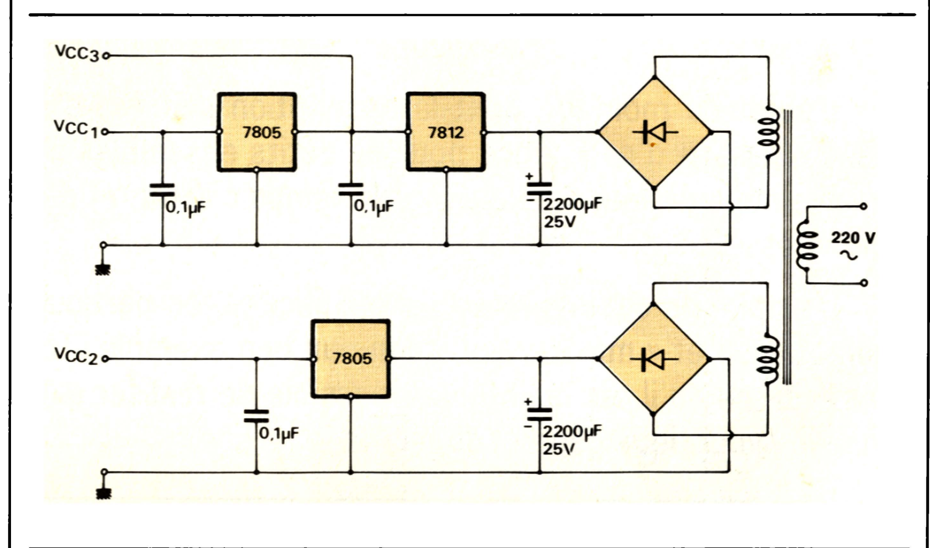


Fig. 4.

Veiller à placer le commutateur comptage/décomptage en position décomptage, sinon la minuterie ne s'arrêterait qu'au bout du temps programmé + 9999.

Utilisation en minuterie cyclique

Il fallait pouvoir faire fonctionner le moteur pendant un temps déterminé, puis l'arrêter pendant un autre temps lui aussi déterminé, et recommencer le cycle automatiquement.

Pour ce faire, on réalise un monostable de période réglable de 0 à environ 6 mn. Ce monostable reçoit une impulsion en fin de comptage, ce qui place sa sortie à « 0 » pendant le temps réglé à l'aide du potentiomètre de 1 MΩ. Au bout de ce temps, la sortie passe à « 1 », ce qui déclenche le deuxième monostable de période très courte ($\simeq$ 1 ms), temps au bout duquel apparaît une impulsion négative dirigée vers le poussoir « start min ». La minuterie est remise en fonction pour le temps programmé. C.Q.F.D. ! (**fig. 3**).

Fonction chronomètre

Pour ce faire, il faut placer le compteur en position « UP », c'est-à-dire comptage, et les roues codeuses à « 0 » sauf la roue des unités qui doit être à « 1 ». En effet, un affichage « 0 » sur les 4 roues codeuses empêche l'initialisation du compteur.

On aura donc une erreur de 0,1 seconde ou 1 seconde au départ suivant le cas.

Là encore, on réalise un monostable qui commande une bascule J.K. dont l'une des sorties commande le départ du chronomètre toujours par l'intermédiaire du poussoir « start min ».

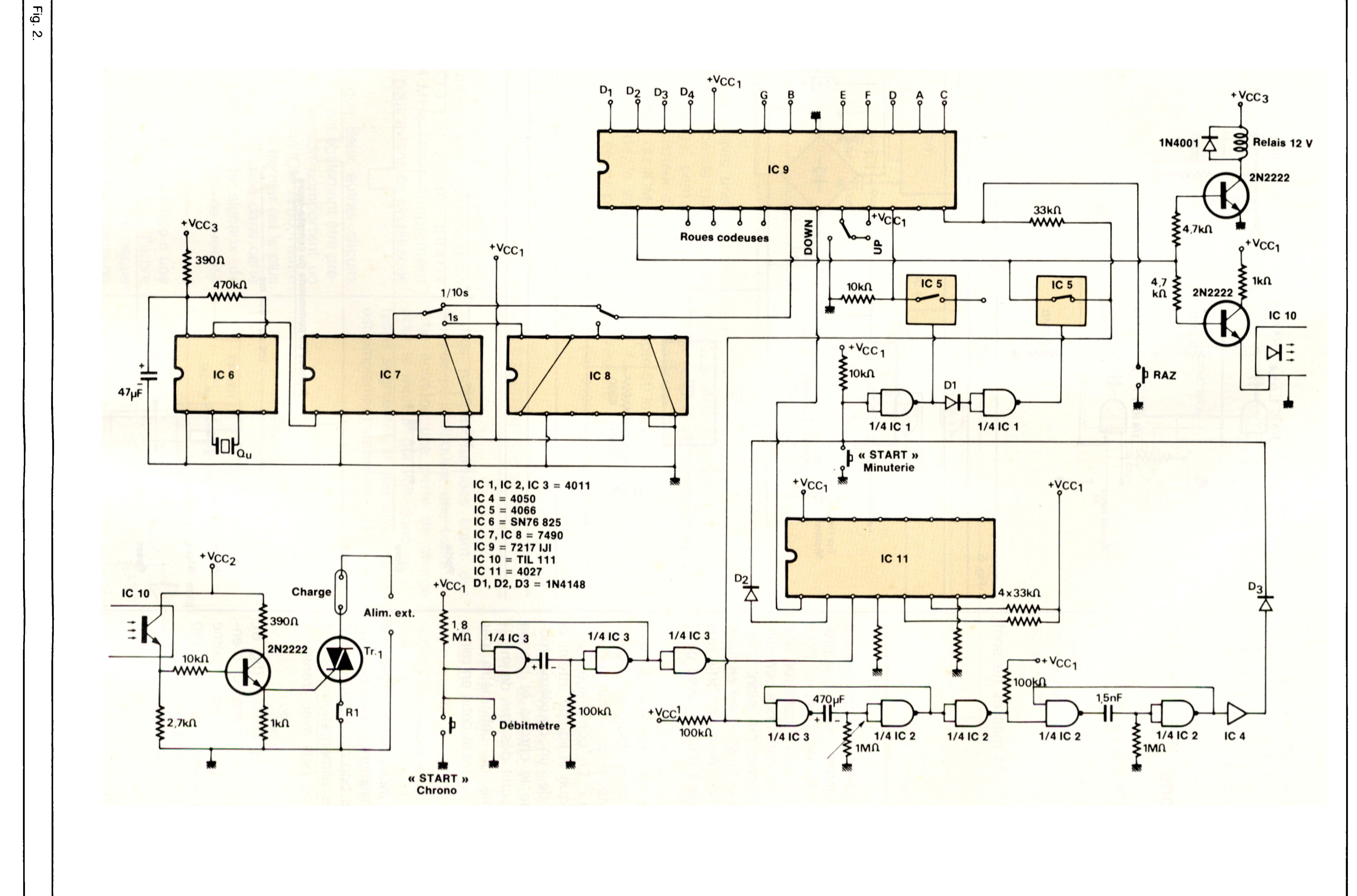

D1 D2 D3 D4 +VCC1 G B E F D A C
IC 9
Roues codeuses
DOWN
UP
+VCC1
+VCC3
1N4001
Relais 12 V
2N2222
33kΩ
4,7kΩ
4,7 kΩ
1kΩ
IC 10
RAZ
IC 5
10kΩ
1/4 IC 1
D1
« START » Minuterie
390Ω
470kΩ
1/10s
1s
IC 6
IC 7
IC 8
47µF
Qu
IC 1, IC 2, IC 3 = 4011
IC 4 = 4050
IC 5 = 4066
IC 6 = SN76 825
IC 7, IC 8 = 7490
IC 9 = 7217 IJI
IC 10 = TIL 111
IC 11 = 4027
D1, D2, D3 = 1N4148
IC 11
4x33kΩ
D2
D3
+VCC2
Charge
Alim. ext.
Tr1
R1
2N2222
2,7kΩ
1,8 MΩ
1/4 IC 3
100kΩ
Débitmètre
« START » Chrono
470µF
1MΩ
1/4 IC 2
1,5nF
IC 4

Fig. 2.

Une impulsion sur le poussoir « start chrono » déclenche donc le chrono. Une autre impulsion arrête le chrono et bloque l'affichage par l'intermédiaire de l'entrée « store » du ICM 7217. Une troisième impulsion fait redémarrer le chrono en le remettant à zéro.

Alimentations

Trois alimentations **(fig. 4)** sont nécessaires :

– en 12 V pour l'horloge et le relais,
– en 5 V pour l'ensemble des circuits,
– en 5 V pour le circuit de commande du triac.

Mais attention ! Les masses ne sont pas communes.

Le débitmètre

Toute la précision de l'appareil est liée à la construction mécanique proprement dite du débitmètre. Pour notre part, nous avons construit une sorte d'éprouvette dont nous connaissons le volume avec précision. L'entrée est en bas et la sortie est en haut. On place sur l'entrée et la sortie une sonde simplement réalisée avec du fil de cuivre.

Au passage de l'eau ou de tout autre liquide conducteur, on déclenche un monostable qui valide l'entrée « start chrono ». Le comptage commence et lorsque le liquide atteint la deuxième sonde, un deuxième monostable arrête le chrono et bloque l'affichage. Il suffit dès lors de multiplier le volume du débitmètre par 60/T pour connaître le débit en minutes.

Le schéma est en **figure 5.**

Pour varier, nous avons utilisé une autre forme d'alimentation à base de L 200. Un très bon circuit qui permet de réaliser des alimentations de 0 à 30 V et 2 A ou plus avec transistor ballast.

L'alimentation est double **(fig. 6),** car nous raccordons le moteur d'entraînement de la pompe sur le même boîtier que le débitmètre, ce qui en fait un appareil autonome.

Le compte-tours

On utilise là aussi un ICM 7217 mais sans roues codeuses **(fig. 7).**

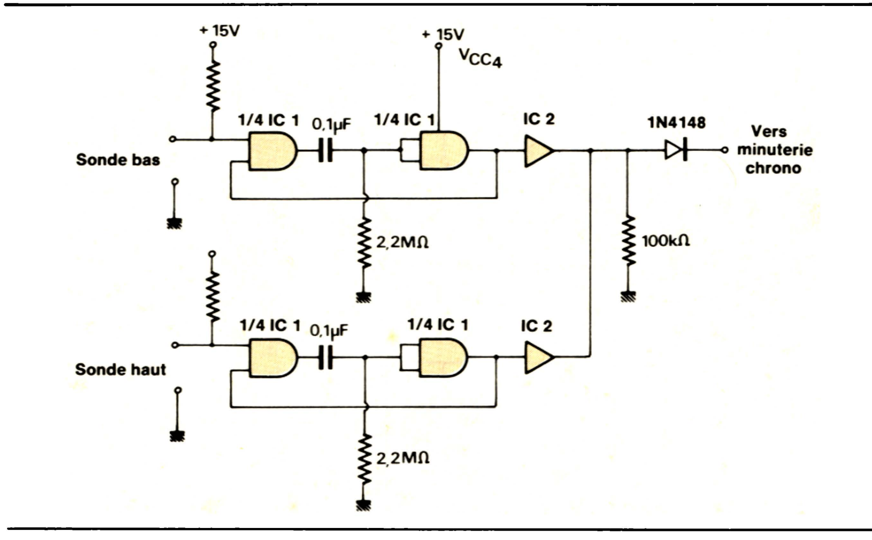


Fig. 5.

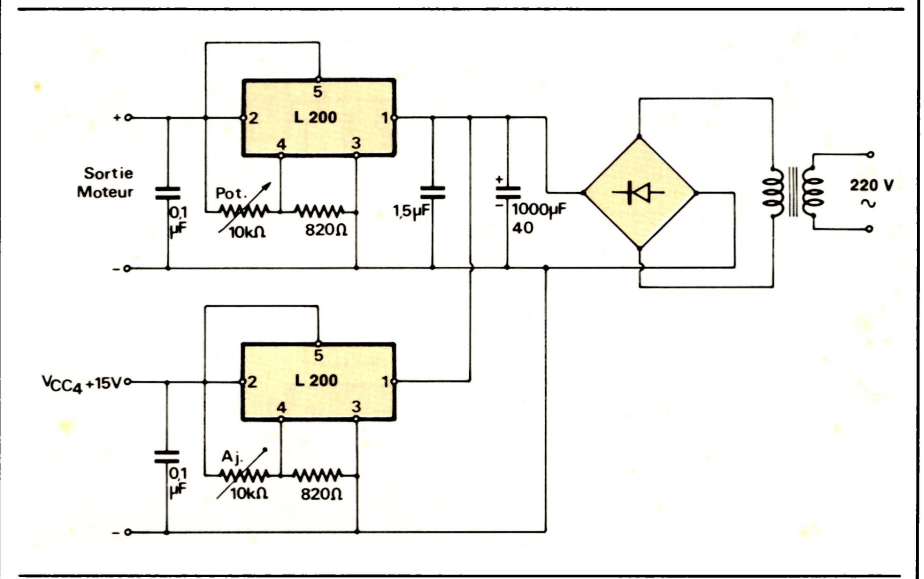


Fig. 6.

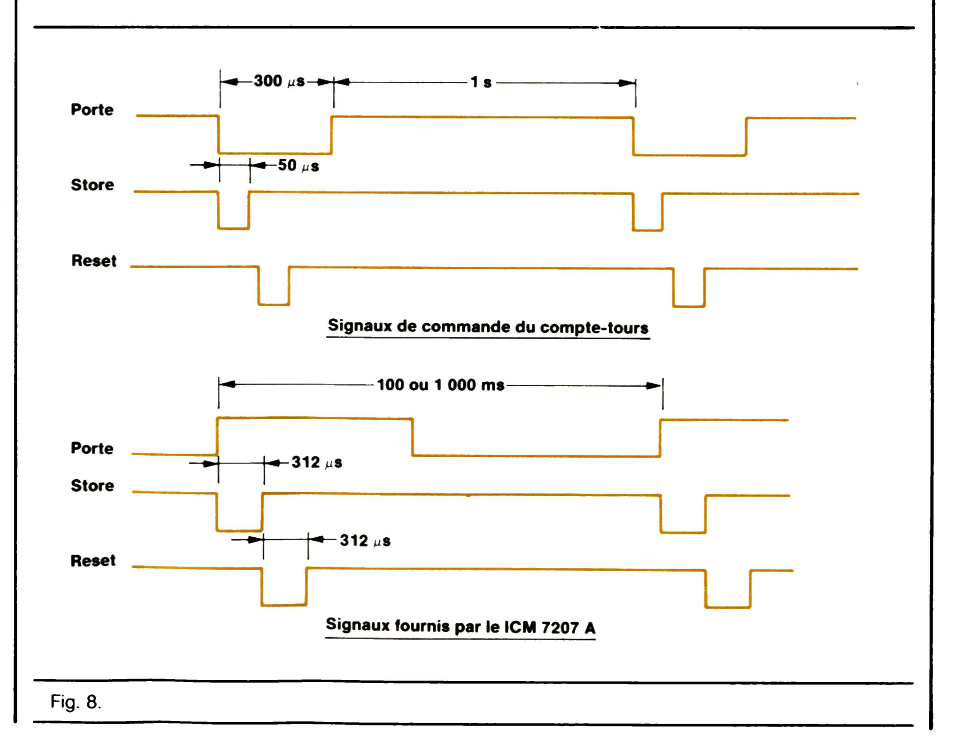


Fig. 8.

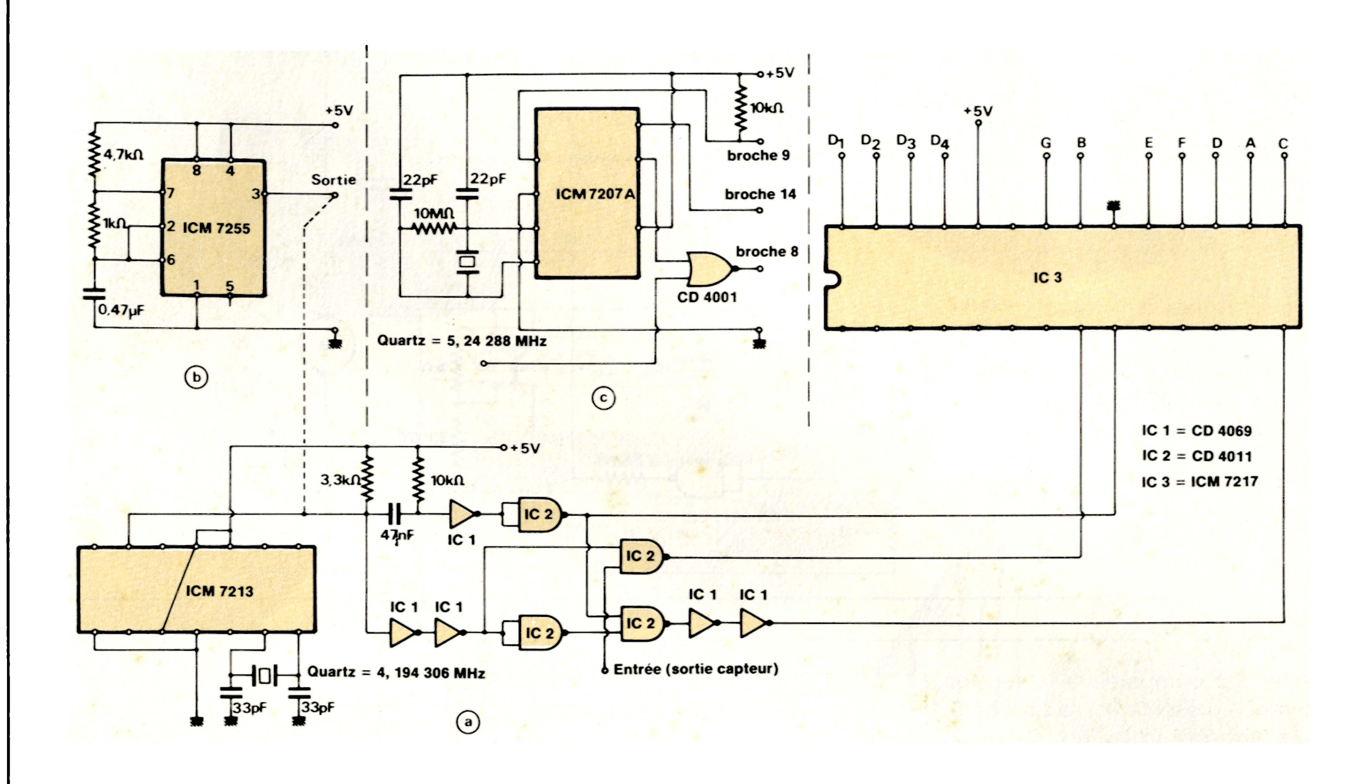


Fig. 7.

Une horloge délivre une impulsion positive d'une seconde qui ouvre la porte du comptage, permettant aux signaux issus du capteur d'arriver sur l'entrée compteur du ICM 7217. Au bout d'une seconde, la sortie d'horloge passe à zéro, ce qui provoque la fermeture de la porte de comptage, le blocage de l'affichage (« store »), la remise à zéro du compteur, et le cycle recommence. La durée de l'impulsion négative est d'environ 300 µs **(fig. 8)**.

La version utilisée dans notre appareil est construite autour d'un ICM 7213 et d'un quartz 4,194304 MHz (tout simplement parce que nous avions ce circuit sous la main).

A noter que deux autres circuits d'horloge peuvent également être préférés à notre version comportant un 7213 : l'un utilise un ICM 7255, l'autre un ICM 7207 A. Ce dernier est le plus précis car il est spécialisé dans cette fonction et délivre les signaux de comptage, de « store » et de « reset » **(fig. 7 b et c)**.

Le capteur est réalisé à l'aide d'une fourche optique **(fig. 9)**. Sur l'arbre moteur nous avons placé un disque (en fait une roue dentée à 60 dents ou 60 intervalles).

Pourquoi soixante ? Pour pouvoir afficher le tour par minute. En effet, avec une détection par tour, il aurait fallu une porte de comptage de 1 mn, ce qui rendrait impossible la précision instantanée. Si, au contraire, on compte 60 impulsions par tour et que l'on fait tourner le moteur à 1 tour/minute, on aura bien une impulsion par seconde et toutes les secondes.

Le régulateur de vitesse

Les pompes utilisées étant des pompes péristaltiques, une usure du tube entraîne une perte de charge pour le moteur qui voit donc sa vitesse augmenter si son alimentation est simplement stabilisée.

Il fallait donc pouvoir contrôler sa vitesse. Il fallait aussi que le régulateur puisse « avaler » plusieurs types de moteurs, donc de puissances différentes.

Le schéma est réalisé autour d'un circuit *SGS*, le L 146, régulateur de tension programmable **(fig. 10)**.

Là encore on utilise le disque du compte-tours avec un deuxième capteur **(fig. 11)**. Le moteur étant chargé convenablement, on règle sa vitesse à l'aide d'un potentiomètre placé dans un monostable. Le signal carré à la sortie est différencié par le condensateur placé entre les broches 4 et 13 du L 146. Une tension continue apparaît donc à la broche 4 (entrée inver-

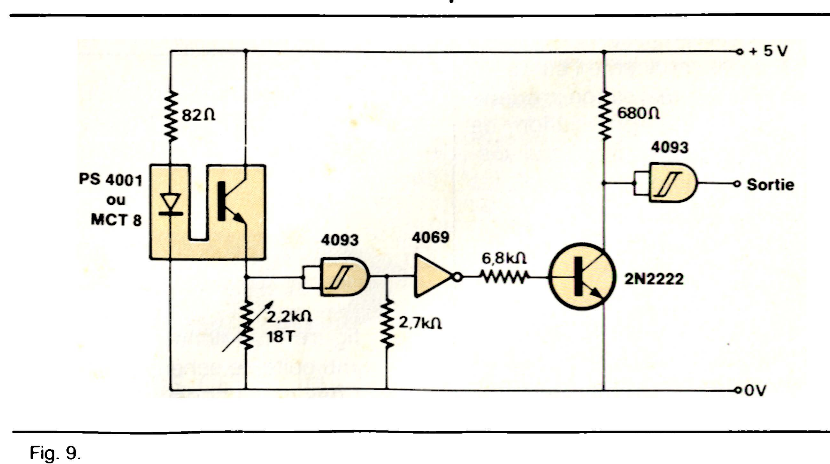


Fig. 9.

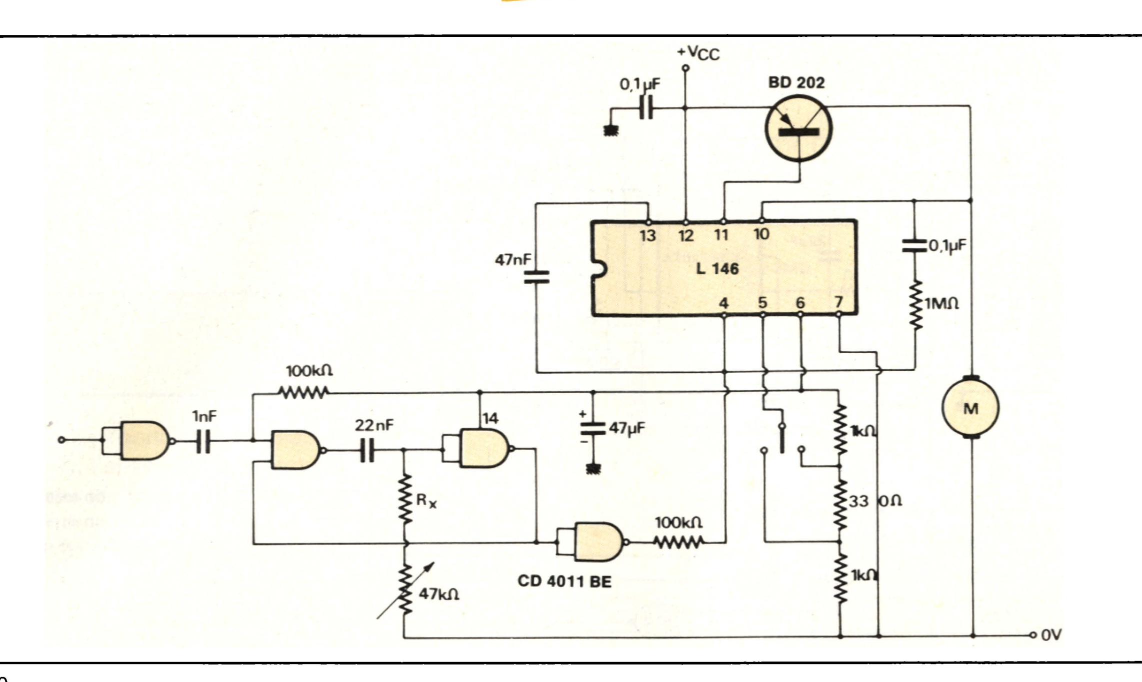


Fig. 10.

seuse) et est comparée à la tension de référence présente sur la broche 5. Si, pour une raison ou une autre, la charge du moteur varie, donc son couple, les informations en provenance du capteur modifient la fréquence du monostable et par conséquent la tension sur la broche 4, ce qui se traduit par une modification sur la base du transistor ballast qui réduit ou augmente le courant et la tension aux bornes du moteur. La vitesse est donc bien stabilisée. La résistance R_x, qui dépend de la variation de vitesse désirée, est à déterminer expérimentalement.

L'alimentation du CD 4011 est prise sur la borne 6 du L 146 (tension de référence environ 8,6 V), et l'alimentation générale dépend du ou des types de moteurs utilisés. Pour notre part, environ 40 V.

Pour un moteur de 30 W alimenté en 30 V, la vitesse est réglable de 300 tours/minute environ à 5 500 tours/minute.

Voilà en ce qui concerne l'étude du banc d'essais. La réalisation mécanique est laissée à l'appréciation de chacun. A part la minuterie qui dispose d'un circuit imprimé spécial, les autres circuits ont été réalisés sur plaquettes Veroboard, étant donné la faible complexité du câblage.

Le plan d'interconnexion des différents boîtiers se déduira aisément du synoptique général de la **figure 1**.

En conclusion, voici un ensemble qui, malgré sa simplicité, peut rendre bien des services dans un laboratoire, étant entendu qu'il est très facile à extrapoler en fonction des besoins de chacun.

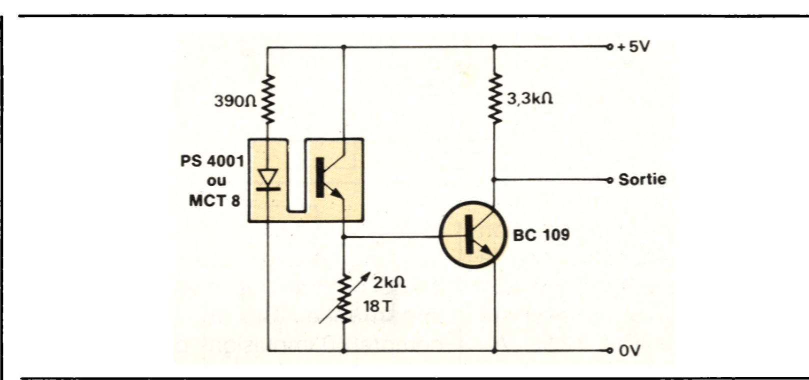


Fig. 11.

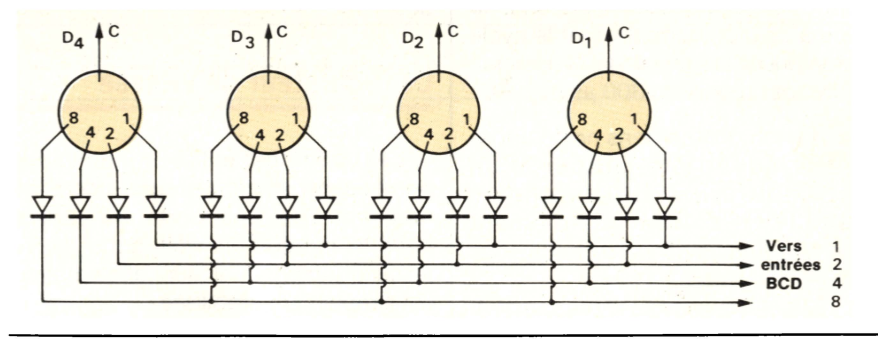


Fig. 12.

Quelques remarques

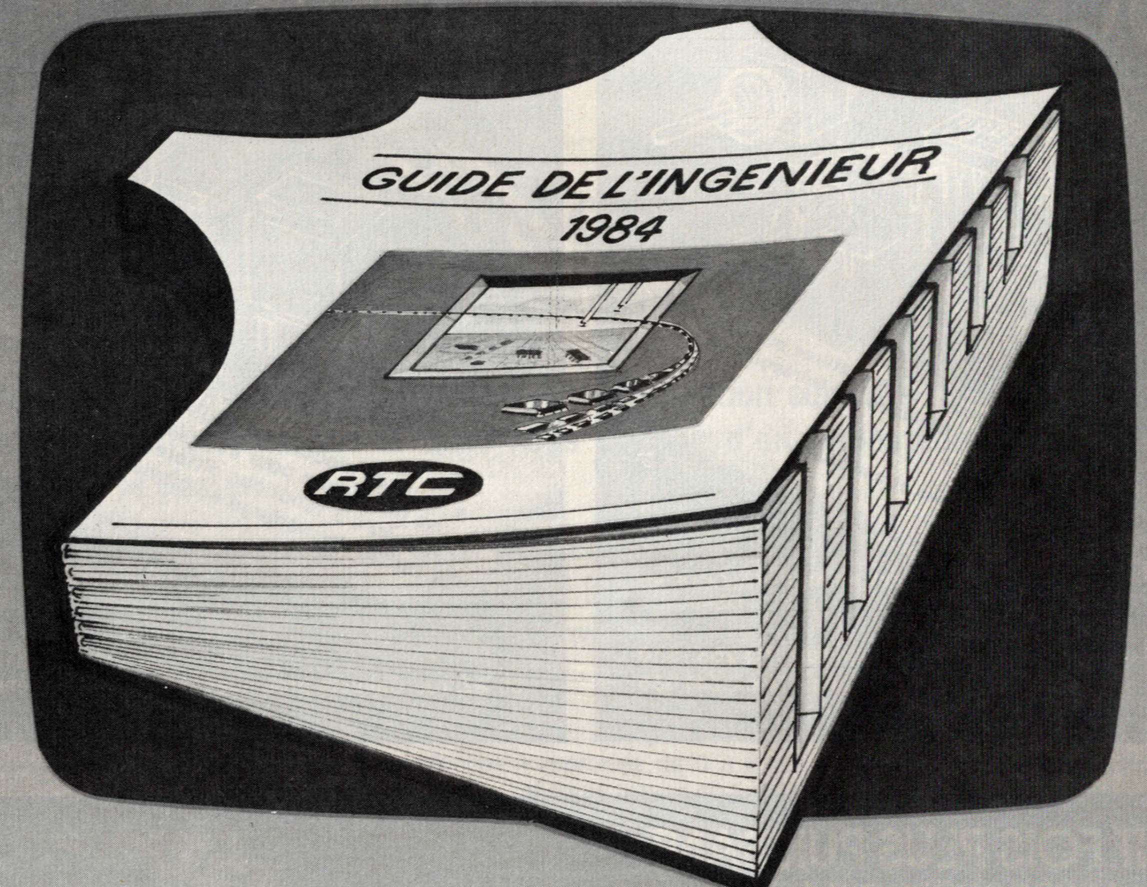
La **figure 12** donne, pour lever toute ambiguïté, le schéma de raccordement des roues codeuses au circuit intégré ICM 7217.

Pour ceux qui utiliseraient la version 7217 A IJI, c'est-à-dire pour afficheurs à cathodes communes, il suffit d'inverser le sens des diodes 1N 4148 (attention au brochage, qui n'est pas le même).

Suivant que l'on utilise des fourches optiques avec ou sans Darlington de sortie, il peut être nécessaire d'amplifier le signal de sortie avant d'attaquer les portes logiques de comptage. Un simple transistor BC 109 suffit dans la plupart des cas.

B. Pautal

vous trouverez toujours un guide chez votre distributeur R.T.C...



vous trouverez toujours un distributeur R.T.C. proche de vous

RTF DIFFUSION
59 à 63, rue Desnouettes 75015 Paris
531.16.50

OMNITECH
29, rue Ledru-Rollin 92150 Suresnes
772.81.81

DICOMEL
5, rue Marcellin-Berthelot
B.P. 92 - Z.I. 92164 Antony Cedex
666.21.82

Bourgogne et Val de Loire
MORIN INDUSTRIE
52, rue Jean-Jaurès, B.P. 29
10600 La Chapelle-St-Luc (Troyes)
(25) 74.42.71
Agence : rue de la Mouchetière, B.P. 57
45140 St-Jean-de-la-Ruelle
(38) 72.58.58

Nord
SANELEC ÉLECTRONIQUE
7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie
59700 Marcq-en-Barœul
(20) 98.92.13

Est
INDUSTRONIC
Rue de l'Industrie, B.P. 40
67450 Mundolsheim
(88) 20.90.11

Rhône-Alpes
RHONALCO
4, rue Roger-Bréchan 69003 Lyon
(7) 853.00.25
Agence : Grenoble (76) 41.03.93

Massif Central
C.S.O. COMPEC
9 bis, rue du Bas-Champflour, B.P. 73
63018 Clermont-Ferrand
(73) 91.70.77

Midi-Languedoc
Provence-Côte d'Azur
C.S.O. COMPEC
132, bd de Plombières 13014 Marseille
(91) 02.73.61

Sud-Ouest
C.S.O. COMPEC
19, rue du Château-d'Eau 33000 Bordeaux
(56) 96.50.78
Agence :
Centre Commercial de Gros
Avenue de Larrieu 31094 Toulouse Cedex
(61) 41.16.99

Ouest - Centre-Ouest
SERTRONIQUE (CEIM)
60, rue Sagebien 72040 Le Mans
(43) 84.24.60
Agences : Nantes (40) 47.77.01 -
Rennes (99) 36.07.32 - Rouen (35) 88.00.38

MOTEURS :
TECHNIQUES D'AUTOMATISME
Département "T.A. Distribution"
Rue Désiré-Granet, B.P. 20
Z.I. d'Argenteuil 95103 Argenteuil Cedex
981.52.62

FERRITES :
OMNITECH
29, rue Ledru-Rollin 92150 Suresnes
772.81.81

RTC

A partir du 2 avril, nouveau numéro d'appel : (1) 338.80.00

130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 355.44.99 - TELEX : 680.495 F

La Chesnay

SERVICE-LECTEURS N° 14



SERVICE-LECTEURS N° 15



SERVICE-LECTEURS N° 16

CENT FOIS PLUS PUISSANT
QU'UN MICROSCOPE OPTIQUE DE RECHERCHE POUR SEULEMENT
260 000 FRS

Microphotographie d'un éclat de bois

STEREOSCAN 90

- Spécialement étudié pour vos applications par le leader mondial en microscopie électronique
- Toutes les facilités que vous souhaitez - une unité complète
- Une gamme de grossissement de x10 à x300 000 grâce à un zoom en continu
- Profondeur de champ 33 fois supérieure
- Platine de précision multi-échantillons jusqu'à 100 x 100 mm
- Implantation facile - Une prise de courant suffit
- Simple d'utilisation et de maintenance
- Seulement 260 000 Frs - livré et installé
- Faible coût de fonctionnement
- Une assistance irréprochable

CAMBRIDGE INSTRUMENTS

Centre d'Affaires Paris Nord,
93153 Le Blanc Mesnil, France.
Tel: (1) 867. 01. 34, Telex: 230185 IMANCO F.

SERVICE-LECTEURS N° 17



Un séquenceur universel
(générateur automatique d'instructions)

L'étude qui va suivre est née de la préoccupation suivante de l'auteur : exécuter une série d'instructions dès la mise sous tension d'un ordinateur, sans intervention manuelle sur le clavier.

A l'échelon industriel, on peut penser au lancement d'un processus quelconque avant l'arrivée du personnel travaillant sur les lieux ; par exemple, la mise en température d'un four, suivant une régulation déterminée, une heure avant l'arrivée des ouvriers.

Principe

Chaque clavier est codé par un nombre **n** de lignes et un nombre **m** de colonnes matérialisées par des fils conducteurs ; l'action sur une touche permet de mettre en relation une des **n** lignes avec une des **m** colonnes.

Le clavier étant actionné, le calculateur, grâce à un circuit spécialement conçu pour s'adapter au milieu extérieur (PIA) et grâce à un programme interne, peut reconnaître la touche qui a été sélectionnée.

Généralement, le PIA permettant la gestion physique du clavier est constitué par deux ports :

Le port **A** est relié aux lignes, par exemple, et le port **B** est relié aux colonnes **(fig. 1)**.

Au niveau de la programmation, le constructeur décide par exemple que le port **A** fournit des informations sur les lignes (port **A** en sortie) et donc le port **B** recueille des informations sur les colonnes (port **B** en entrée).

Les codes ainsi formés seront interprétés suivant une grille dont nous donnons deux exemples.

Le premier est celui obtenu à partir du *Commodore* C 64.

On constate ici qu'il y a 8 lignes et 8 colonnes numérotées de 0 à 8. Le connecteur reliant le clavier au boîtier principal possède 21 broches dont nous donnons **(fig. 2)** les correspondances entre le numéro de ligne ou colonne et la position sur le connecteur.

Pour le second exemple, nous avons pris le *D.A.I.*, car la liaison physique entre le clavier et la carte-mère est inexistante ; en effet, le clavier est directement implanté sur la carte-mère. Il faut alors savoir que le système adresse le clavier comme toute autre adresse de son espace adressable et, puisqu'il faut un port délivrant des informations et un port lisant les informations, savoir également que ces adresses sont FF07 pour les lignes, FF01 pour les colonnes **(fig. 3)**.

Lorsque nous appuyons sur une touche du clavier, nous mettons en relation une ligne du port **A** et une colonne du port **B** du PIA. Par programme, le calculateur reconnaît la touche actionnée et la prend en compte.

L'idée est donc de simuler l'action sur le clavier en agissant directement sur le PIA et ce, sans connaître dans le détail le fonctionnement interne du microprocesseur et de sa suite !

Le synoptique de la **figure 4** nous donnera une idée plus précise de cette simulation.

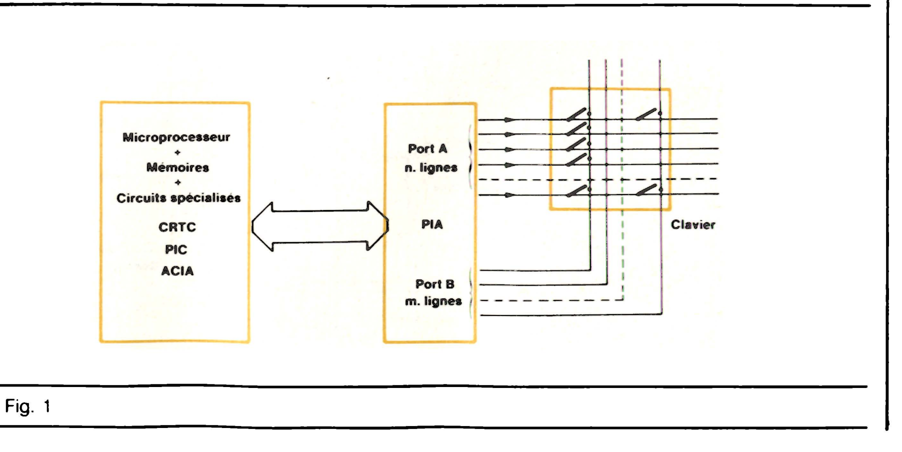


Fig. 1

Ligne (Port A)		0	1	2	3	4	5	6	7	Position binaire
Colonne (Port B)		13	14	15	16	17	18	19	20	N° broche
Position binaire	N° broche									
0	5	F4	CH	–	Ø	8	6	4	2	
1	6	F3	↑	@	O	U	T	E	Q	
2	7	F2	=	:	K	H	F	S	Commun	
3	8	F1	Shift R	.	M	B	C	Z	Space	
4	9	↑↓	/	,	N	V	X	Shift L	Run Stop	
5	10	⇄	;	L	J	G	D	A	Control	
6	11	Return	*	P	I	Y	R	W	←	
7	12	Delate	£	+	9	7	5	3	1	

Fig. 2

Position binaire	0	1	2	3	4	5	6
0	0	8	Return	H	P	X	↑ Curseur
1	1	9	A	I	Q	Y	↓ Curseur
2	2	:	B	J	R	Z	← Curseur
3	3	;	C	K	S	)	→ Curseur
4	4	,	D	L	T	Λ	TAB
5	5	–	E	M	U	Space	Control
6	6	.	F	N	V	Rept	Break
7	7	/	G	O	W	Char Del	Shift

FF01

FF07

Fig. 3

Une horloge délivre des signaux **H** à un rythme semblable à celui qu'aurait une personne en appuyant sur les touches (quelques hertz). Ce signal, via une porte de commande, active une série de compteurs. Les sorties de ces compteurs permettent d'adresser une mémoire morte EPROM préalablement programmée. Les sorties Q_{0-7} de la mémoire sont réparties en deux groupes de quatre bits.

Les trois premiers bits de chaque groupe sont utilisés via un décodeur pour actionner les commutateurs analogiques sélectionnés par le programme contenu dans la mémoire morte. Pour chaque code venant de l'EPROM, grâce aux décodeurs, un seul des huit commutateurs analogiques du port **A** et un seul des huit commutateurs analogiques du port **B** sont validés. Les quatrième bits sont utilisés pour reconnaître l'action du « Shift » sur le clavier.

Les sorties notées port **A** et port **B** de la **figure 4** sont branchées en parallèle sur le connecteur du clavier, ou sur le PIA qui gère le clavier.

Description du séquenceur

L'horloge

Cette horloge est réalisée avec un circuit du type NE 555. La rapidité avec laquelle nous actionnons le clavier de notre calculateur n'étant pas critique, nous allons prendre une fréquence d'horloge relativement basse (quelques hertz). Le schéma de l'horloge est donné à la **figure 5.**

Nous rappelons que, dans cette configuration, ce circuit charge un condensateur C_2 à travers les résistances P_1, P_2, R_2. La tension prélevée aux bornes (2) et (6) est comparée au 2/3 de V_{cc} ; dès que cette tension dépasse ce seuil, la borne (7) passe à la masse (transistor interne en commutation), déchargeant ainsi le condensateur C_2 à travers R_2.

Le temps de charge vaut :

$\tau_1 = 0{,}693\,(P_1 + P_2 + R_2)\,C_2$

Le temps de décharge vaut :

$\tau_2 = 0{,}693\,(R_2)\,C_2$

La période vaut donc :

$T = \tau_1 + \tau_2$

$T = 0{,}693\,(P_1 + P_2 + 2R_2)\,C_2$

Avec $P_1 = 1\ M\Omega$, $P_2 = 100\ k\Omega$, $R_2 = 100\ k\Omega$, $C_2 = 1\ \mu F$, on a :

$T_{MAX} = 0{,}9\ s$

Bien évidemment, pour nous, le rapport cyclique n'a aucune importance car le compteur changera d'état sur le même type de front.

Avec R_2 et $P_2 << P_1$, P_1 règlera la période grossièrement, P_2 assurera un réglage fin de la période.

Monostables (circuit NE 556)

Il y a en fait deux monostables, l'un pour attendre un temps T_1 avant de mettre en œuvre le comptage, l'autre pour stopper le comptage au bout de T_2. Le signal issu du deuxième monostable pourra être utilisé pour commuter en « veilleuse » le séquenceur.

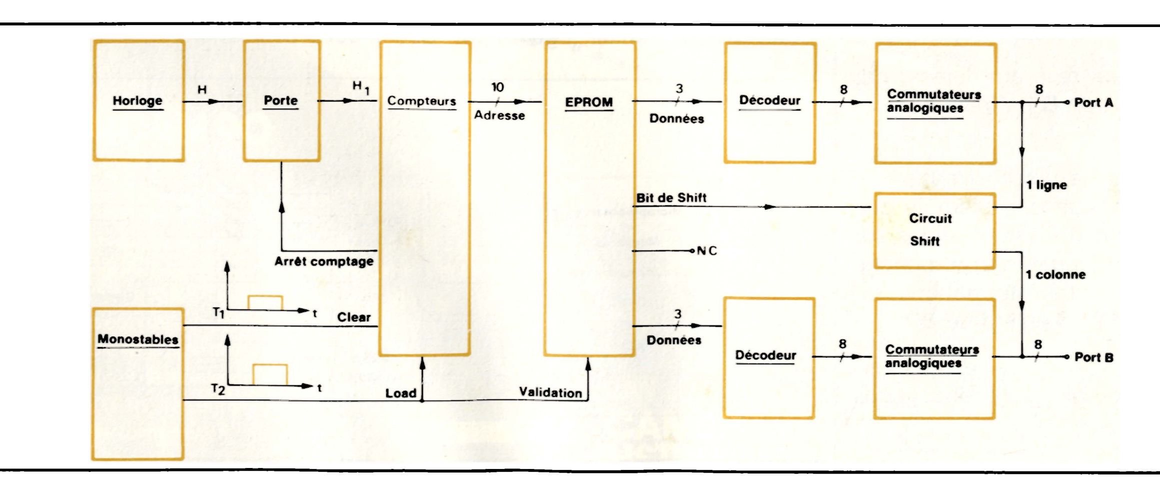
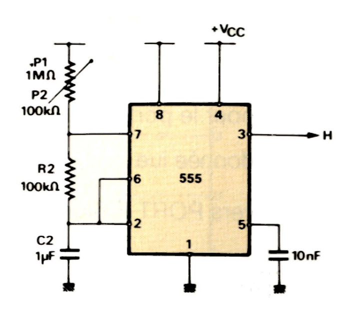


Fig. 4



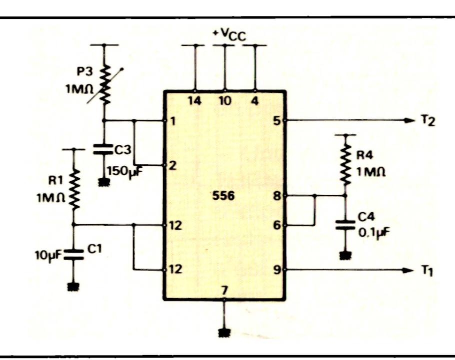


Fig. 5 (à gauche) et 6 (à droite)

Le schéma de cette partie est donné à la **figure 6.**

Le réseau R_4, C_4, permet d'initialiser les bascules.

Le réseau P_3, C_3, permet d'obtenir sur la sortie (5) du 556 une impulsion T_2 d'une durée maximale de :

$T_{2\,MAX}$ = 165 s

Le réseau R_1 C_1, permet d'obtenir sur la sortie (9) du 556 une impulsion T_1 d'une durée maximale de :

T_1 = 11 s

A la mise sous tension, il se peut que votre micro-ordinateur mette un certain temps avant que vous puissiez l'utiliser (chargement du Basic, etc.) ; bien entendu, durant cette phase, toute action sur le clavier est inopérante, d'où la présence dans notre séquenceur du signal T_1. Voici pourquoi.

Tant que T_1 est au niveau logique haut, l'ensemble des compteurs est inactif aux impulsions d'horloge **H**. Dès qu'il passe au niveau logique bas, l'horloge **H**, via la porte de commande, actionne les compteurs.

T_2 étant au niveau logique haut, les compteurs progressent jusqu'à atteindre une valeur C_{MAX} qui, une fois atteinte, arrêtera l'horloge ; on pourra supposer dès lors que le travail demandé au séquenceur sera terminé. Pour des raisons d'adaptation (2716 vers 2732...) le travail devra effectivement être terminé lorsque T_2 passera au niveau logique bas ; ce signal nous servira à couper l'alimentation du séquenceur.

Compteurs et porte de commande

Cette partie est constituée de compteurs 74193 montés en cascade, avec comme porte de commande une porte NAND à trois entrées et un inverseur.

Le schéma de cette partie est donnée à la **figure 7.**

On constate que T_1 active toutes les entrées (14) des compteurs. Lorsque T_1 = « 1 », on réalise un effacement (« CLEAR ») : les compteurs sont placés à zéro, et ce, quel que soit l'état de l'horloge H_1. Quand T_1 passe à « 0 », H_1 peut activer les compteurs.

Sur la **figure 7**, nous avons arrêté le comptage à 2048, nombre correspondant à l'adressage maximum d'une mémoire 2716. En effet ce nombre, en héxadécimal, donne : #800, la ligne A_{11} est donc à « 1 » et via l'inverseur, elle positionne le signal H_1 à « 1 », d'où l'arrêt du comptage par dépassement de capacité mémoire.

Lorsque T_2 passe à son tour à « 0 », on actionne alors sur les compteurs le chargement de la valeur qui est présente sur les entrées Q_i ; comme ici elles sont toutes à « 0 », on fait une remise à zéro. A_{11} repasse alors à « 0 » et libère ainsi H_1, mais elle est sans effet sur la ligne (11) (« LOAD »), toujours à « 0 ».

On a choisi cette solution pour limiter le nombre de circuits de la maquette.

La mémoire morte

On utilise ici une 2716 ou une 2732, car ces deux mémoires sont monotension et très répandues dans le commerce.

Le brochage est donné à la **figure 9.**

Les broches notées A_i sont les lignes d'adressage. L'adresse est prise en compte si la broche 18 ($\overline{CE}$) est au niveau logique bas. Les broches notées O_i sont les lignes de données. L'octet adressé est validé si la broche 20 ($\overline{OE}$) est au niveau logique bas. Comme on n'utilise cette mémoire qu'en mode lecture, pour la 2716, on mettra la touche 21 (V_{pp}) au niveau logique haut.

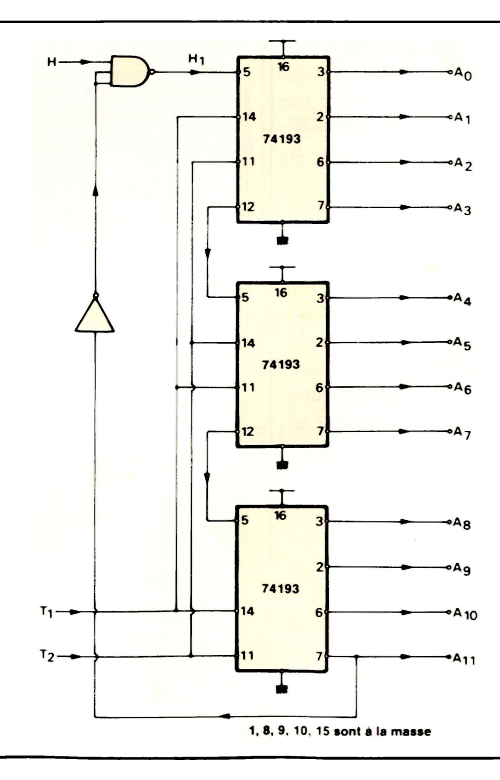


Fig. 7

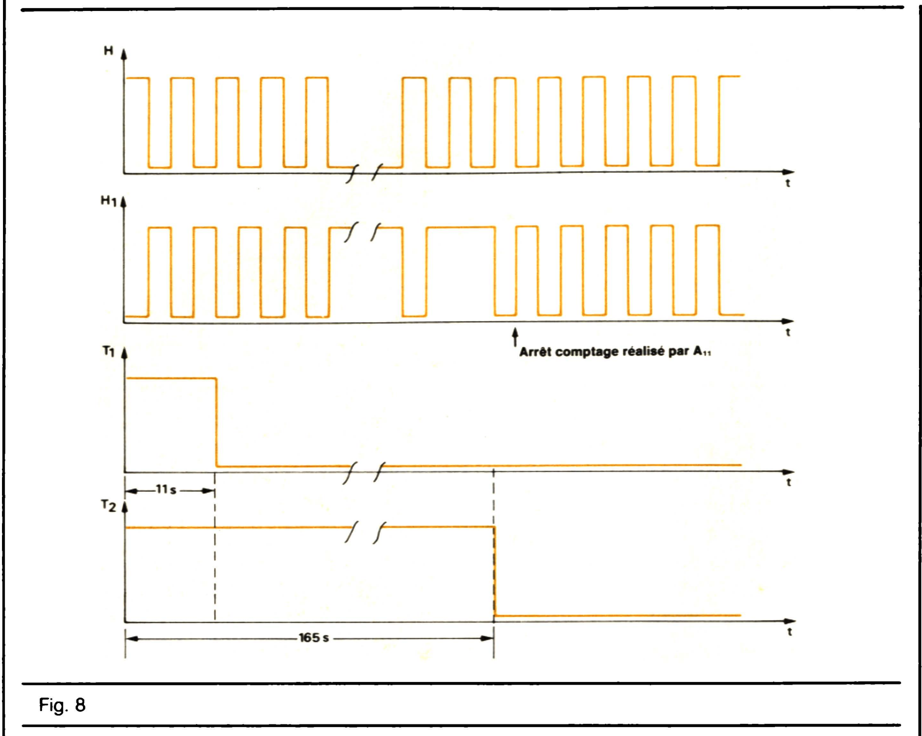


Fig. 8

Le décodeur et les commutateurs analogiques

Cette dernière partie est réalisée autour d'un 74138, deux 7404 et deux MC 4016, et cela pour chaque port **(A, B)**.

Le 74138 est un décodeur 3 lignes vers 8 lignes ayant trois lignes de commande, le niveau haut sera noté « 1 » :

– G_1 (broche n° 6) à « 1 » valide le décodage, à « 0 » met toutes les sorties à « 1 ».

– G_2 A (broche n° 4) ou G_2 B (broche n° 5) à « 0 » valident le décodage, à « 1 », mettent toutes les sorties à « 1 » quel que soit l'état de G_1.

Le MC 4016 est un quadruple commutateur analogique. Un niveau logique bas sur la commande d'un des commutateurs établit entre l'entrée et la sortie une impédance très élevée (contact ouvert), dans le cas contraire cette impédance devient très faible (contact fermé).

Il faut remarquer que lorsque le décodage est effectif, la ligne décodée est mise à « 0 », mais, pour fermer le contact, il faut un signal à « 1 » : on utilisera donc un inverseur sur chaque sortie pour rendre compatible les signaux de commande des commutateurs analogiques.

Le schéma pour un port est donné à la **figure 10.**

Remplissage de l'EPROM

Supposons que, pour démarrer un programme, il faille le charger à partir d'une disquette sous le nom de fichier : « PUBLICITE »

Premier cas : un seul fichier sur la disquette (fig. 11).

Il faudra donc taper sur le clavier, par exemple :

LOAD ↵

Une fois chargé (retour de l'index), il faudra taper RUN pour obtenir l'exécution du programme.

Si on se réfère au tableau de la **figure 2,** par exemple, on simulera la frappe du L par la validation de la ligne n° 5 et de la colonne n° 2.

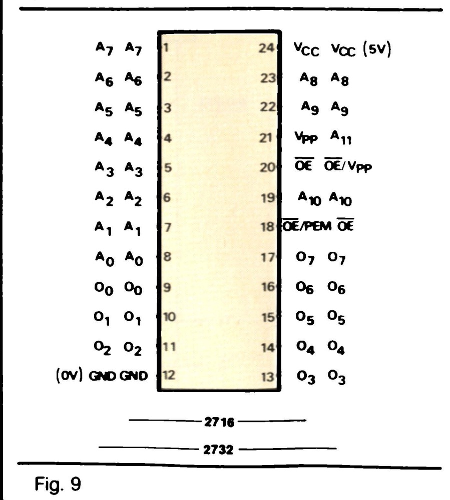
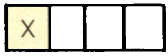
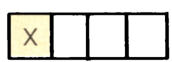


Fig. 9

Conformément à ce qui a été dit plus haut, la donnée lue au niveau de l'EPROM est divisée en deux parties : un quartet pour le port **A,** un quartet pour le port **B.**

donnée lue

vers PORT B (ligne) 

vers PORT A (colonne) 

Seuls les trois premiers bits des deux quartets sont utilisés pour être décodés. Supposons alors que le quatrième bit de chaque quartet soit à « 0 ».

Prenons alors une ligne du tableau **(fig. 11),** la ligne **R** par exemple.

Lorsqu'on actionne la touche **R,** d'après le tableau de la **figure 2,** on met en relation le fil n° 18 avec le fil n° 11, soit le bit n° 5 du port **A** avec le bit n° 6 du port **B,** d'où la donnée qui sera lue :

0110 0101 #65 **(fig. 11).**

La première ligne est à l'adresse #004. Bien entendu on pourrait la stocker à tout autre emplacement de la mémoire, mais en la plaçant au début on évite d'attendre que le compteur atteigne la bonne adresse ; en la mettant seulement à la 5ᵉ place on évite les aléas de démarrage de H_1.

Mais attention, il faudra faire ensuite que les adresses d'attentes non occupées n'aient aucune action sur le PIA en y plaçant un code inactif.

Pour le *Commodore,* on pourra prendre le code de la touche F_4 qui donne #00 **(fig. 12).**

Remarques

– A partir de l'adresse #009, on peut mettre n'importe quelle donnée (HFF par exemple), car le système est en train de charger le fichier, mais dès qu'il a terminé, il reprend la scrutation du clavier (donc du séquenceur). Si, par exemple, les compteurs du séquenceur étaient à l'adresse #A04 et, si, à cette adresse, la donnée lue était #FF, les décodeurs valideraient les lignes (20) du port **A** et (12) du port **B** : le système prendrait en compte toute une série de « 1 » pour le C 64. Donc pour plus de sécurité, il faut mettre #00 dans les adresses inexploitées ; pour le *D.A.I.,* il faudra mettre non pas #00 mais #06 par exemple.

– Pour le *D.A.I.,* lors de la mise sous tension, il passe dans une boucle d'attente. Pour en sortir, il faut appuyer sur n'importe quelle touche,

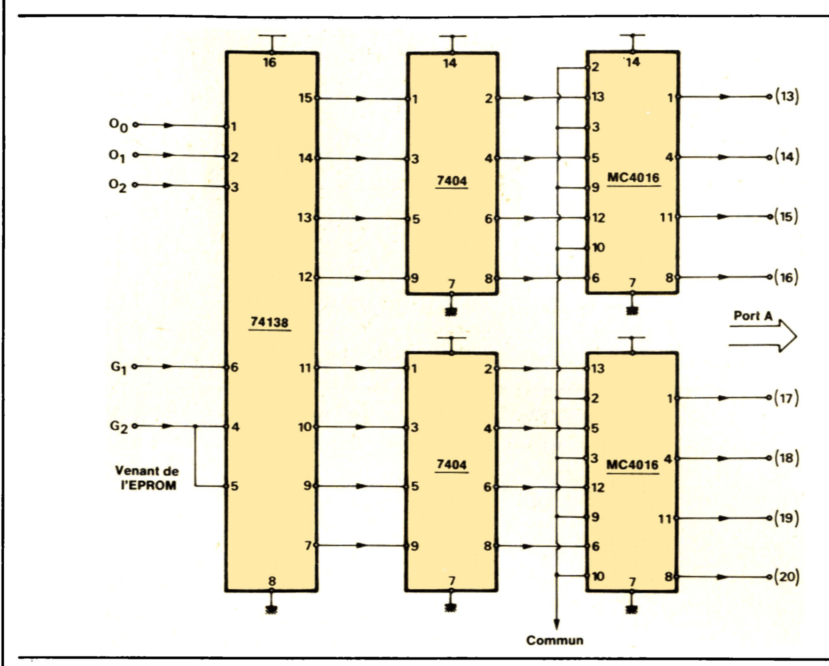


Fig. 10

Clavier	Port	Port	Donnée	Adresse
L	10 → #5	15 → #2	#52	004
O	6 → #1	16 → #3	#13	005
A	10 → #5	19 → #6	#56	006
D	10 → #5	18 → #5	#55	007
↲	11 → #6	13 → #0	#60	008
	broche → position binaire	broche → position binaire	données sans action	adresses d'attente
R	11 → #6	18 → #5	#65	xxC
U	6 → #1	17 → #4	#14	xxD
N	9 → #4	16 → #3	#43	xxE
↲	11 → #6	13 → #0	#60	xxF

Fig. 11

Adresse	Donnée		Actions générées par le séquenceur
000 001 002 003	00 00 00 00		Attente de quatre coups d'horloge, évite les aléas de H_1
004 005 006 007 008	52 13 56 55 60	L O A D ↲	
009 00A 00B	00 00 00		Attente du chargement d'un programme principal d'un disque ou une cassette
XXC XXD XXE XXF	65 14 43 60	R U N ↲	Remplissage de l'EPROM pour le C 64 pour l'exemple du 1er cas
	X		Début du déroulement du programme

Fig. 12

donc prévoir, juste avant de lancer la séquence « LOAD », une simulation de touche appuyée (à l'adresse #003 on pourra mettre #00 par exemple).

– Une fois que le deuxième « RETURN » est passé, on peut mettre n'importe quoi dans la mémoire s'il reste de la place (c'est-à-dire si l'on n'est pas en fin d'adressage) et si dans le programme il n'y a pas de scrutation du clavier (« INKEY »).

Second cas : il y a plusieurs fichiers sur la disquette

Prenons alors le *D.A.I.* pour traiter cet exemple. Supposons que le programme à charger soit sur la deuxième disquette (référencée n° 1) et que le nom de ce programme soit : PUBLICITE. Manuellement, nous devrions taper la séquence :

LOAD « PUBLICITE: 1 » ↲

Les quatre premières séquences ne posent aucun problème puisque ce sont les mêmes qu'au premier cas ; par contre, c'est la cinquième séquence qui nous dérange, car, lorsque nous regardons le tableau donnée à la **figure 3** pour le *D.A.I.*, nous n'avons pas les guillemets : nous les obtenons en appuyant simultanément sur la touche 2 et « Shift ».

Dans le cas du Shift actionné, le tableau de codage devient celui de la **figure 13.**

Pour distinguer ces deux tableaux, nous disposons des quatrièmes bits du codage du port **A** et **B**. Malheureusement, tel qu'est conçu le séquenceur, on constate qu'il y a une ligne commune pour mettre en relation une ligne et une colonne de matriçage du clavier.

Ainsi, si nous actionnons simultanément le « Shift » et le « 2 » pour obtenir les guillemets, on mettra en relation les lignes 2, 7 et les colonnes 0, 6 (cf. **fig. 3**). Sans trop entrer dans les détails, on conçoit aisément que le code résultant dépendra de la scrutation exécutée par le PIA, et que, en aucun cas, nous n'obtiendrons le code voulu : il faut isoler la ligne et la colonne du « Shift ».

Cette fonction est assurée dès la présence d'un « 1 » logique sur les quatrièmes bits des deux quartets. Ces deux « 1 » sont détectés par une porte ET, la sortie attaque la commande d'un commutateur analogique isolé, dont les connexions sont reliées aux bornes correspondant au « Shift ».

Pour le *D.A.I.* ces bornes sont 6, 7 au niveau du PIA, pour le *Commodore* ces bornes sont 14,8 ou 19,9 au niveau du clavier. Du point de vue réalisation, il suffit de regarder la **figure 14.**

Le contenu de l'EPROM, dès lors, pour le *D.A.I.* sera, si on suppose que l'on garde deux emplacements mémoire en attente celui de la **figure 15.**

Pour lancer le programme, il suffit de placer en fin de mémoire la séquence (RUN ↵) compatible avec le système étudié.

	0	1	2	3	4	5	6
0	o	(	Return	h	p	x	↑ Page
1	!	)	a	i	q	y	↓ Page
2	"	+	b	j	r	z	← Page
3	#	+	c	k	s	]	→ Page
4	$	<	d	l	t	∼	TAB
5	%	=	e	m	u	Space Bas	Ctol
6	&	>	f	n	v	Rept	Local
7	,	?	g	o	w	Char Delate	Shift

Fig. 13

Touche(s) actionnée(s)	Adresse	Donnée D.A.I.	Donnée C 64
aucune	000	#77	#00
aucune	001	#77	#00
L	002	#43	#52
O	003	#73	#13
A	004	#12	#56
D	005	#42	#55
»	006	#A8	#8F
P	007	#04	#62
U	008	#54	#14
B	009	#22	#34
L	00A	#43	#52
I	00B	#13	#63
C	00C	#32	#35
I	00D	#13	#63
T	00E	#44	#15
E	00F	#52	#16
:	010	#21	#22
1	011	#10	#77
»	012	#A8	#8F
↵	013	#02	#60

Fig. 15

Réglages

Avant tout, il faut mesurer le temps que prend le système pour donner la « main » à l'utilisateur après mise sous tension : supposons que ce temps soit égal à τ_1.

Ensuite, il faut connaître la durée de chargement du programme choisi : soit τ_2 cette durée.

Ici nous supposerons que nous utilisons une mémoire EPROM de 2 048 octets.

Soit alors τ la période de l'horloge H (cf. **fig. 4**). Il faut que cette période soit telle que :

$2048^* \tau > \tau_1 + \tau_2$

Soit N le nombre de pas utilisés en début de mémoire pour charger le programme (ici 20), et M le nombre de pas utilisés en fin de mémoire pour lancer le programme, il faut :

$\tau_2 < (2\,048 - N) \,.\, \tau$

Avec deux inéquations et deux inconnues on peut résoudre le système.

Pour notre exemple, $\tau_1 \approx 3$ s, $\tau_2 = 105$ s, on a choisi $\tau = 0,6$ s.

Pour le réglage de T_1 et T_2, on prend :

$T_1 > \tau_1$

$T_2 > (2\,048 - N - M)^* \tau$

T_1 a été réglé sur 10 s

T_2 a été réglé sur 150 s

Remarques

Si nous calculons le temps alloué pour charger le programme on trouve :

$(2\,048 - 20 - 4) \times 0,6 = 1\,214,4$ s

Attendre ici 20 minutes est trop long, on pourrait réduire τ tel que :

$$\tau = \frac{105}{2\,024} \approx 0,06 \text{ s}$$

ce qui donnerait 121 secondes pour le chargement et moins d'une minute après, un passage au « Stand By ».

Ici on a adressé les lignes A_8, A_9, A_{10} avec la même sortie des compteurs (sortie **A** broche 3 du dernier 74193).

Le temps de chargement devient alors :

$(512 - 20 - 4) \times 0,6 \approx 292$ s

On a vu qu'il fallait combler les cases mémoire non utilisées par des

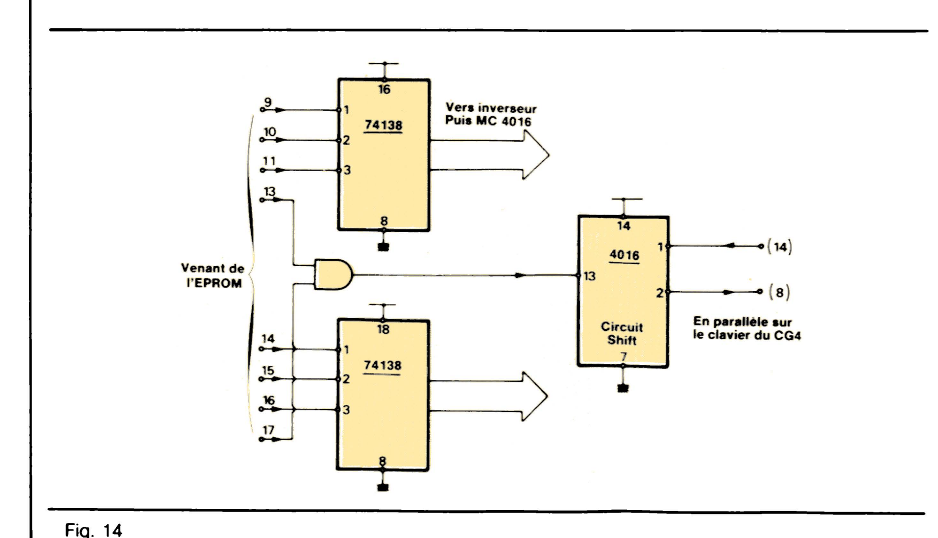


Fig. 14

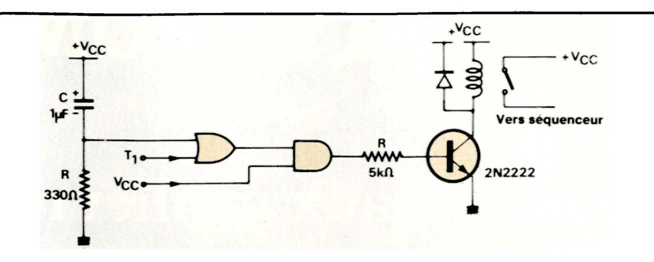


Fig. 16

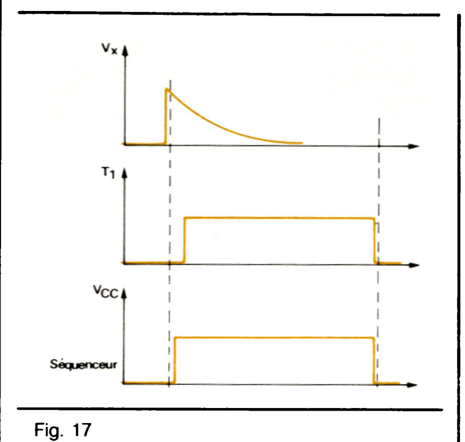


Fig. 17

codes inactifs du clavier ; cherchons ces codes.

Pour le *Commodore* **(fig. 14)**, on constate qu'aucune donnée active par quartet n'est à « F » ou « 7 », nous avons utilisé cette propriété pour brancher une porte NAND à trois entrées sur les lignes 9, 10, 11 (par exemple) de la mémoire 2716 et brancher la sortie de cette porte sur la validation des décodeurs (broche 6) ; ainsi, tant qu'il y aura « XF » ou « X7 » les décodeurs ne seront pas validés.

La raison de ces deux remarques est due au fait que les mémoires vierges sont normalement remplies par « FF » ; ainsi, lors de la programmation, nous ne « grillerons » que 24 emplacements mémoire ; malheureusement, on ajoute un circuit. L'ensemble consomme environ 300 mA sous 5 V ; à partir de l'information T_1 en sortie du monostable 556, il est possible de faire passer en attente le séquenceur.

Circuit « Stand By »

A la mise sous tension, T_1 est à « 0 » mais la sortie de la porte OU est à « 1 » grâce au circuit RC. Comme le système est sous tension, les entrées de la porte ET sont toutes les deux à « 1 », donc sa sortie est à « 1 », le relais se ferme, le + Vcc peut être envoyé sur le séquenceur. Dès que T_1 passe à « 0 », le relais n'est plus activé **(fig. 16)**.

Sur la **figure 17**, nous avons le chronogramme de ce circuit « Stand By ».

Conclusion

Ce séquenceur peut être remanié afin d'être rendu compatible avec un calculateur particulier.

Le schéma général **(fig. 18)** est celui du séquenceur réalisé avec une EPROM dont le codage de la présence ou non d'un Shift a été inversé : c'est la raison de la présence de l'inverseur à la sortie de la broche 13 de l'EPROM. Nous n'avons pas utilisé les deux signaux venant des broches (13) et (17) de l'EPROM via la porte OU pour valider le Shift, un seul signal est suffisant.

Bien d'autres détails auraient pu être développés, mais tel quel, ce séquenceur peut trouver beaucoup d'applications.

Le prototype fonctionne tous les jours sur un système d'affichage automatisé, utilisé au *CIEFOP*.

A. Leblond
CIEFOP

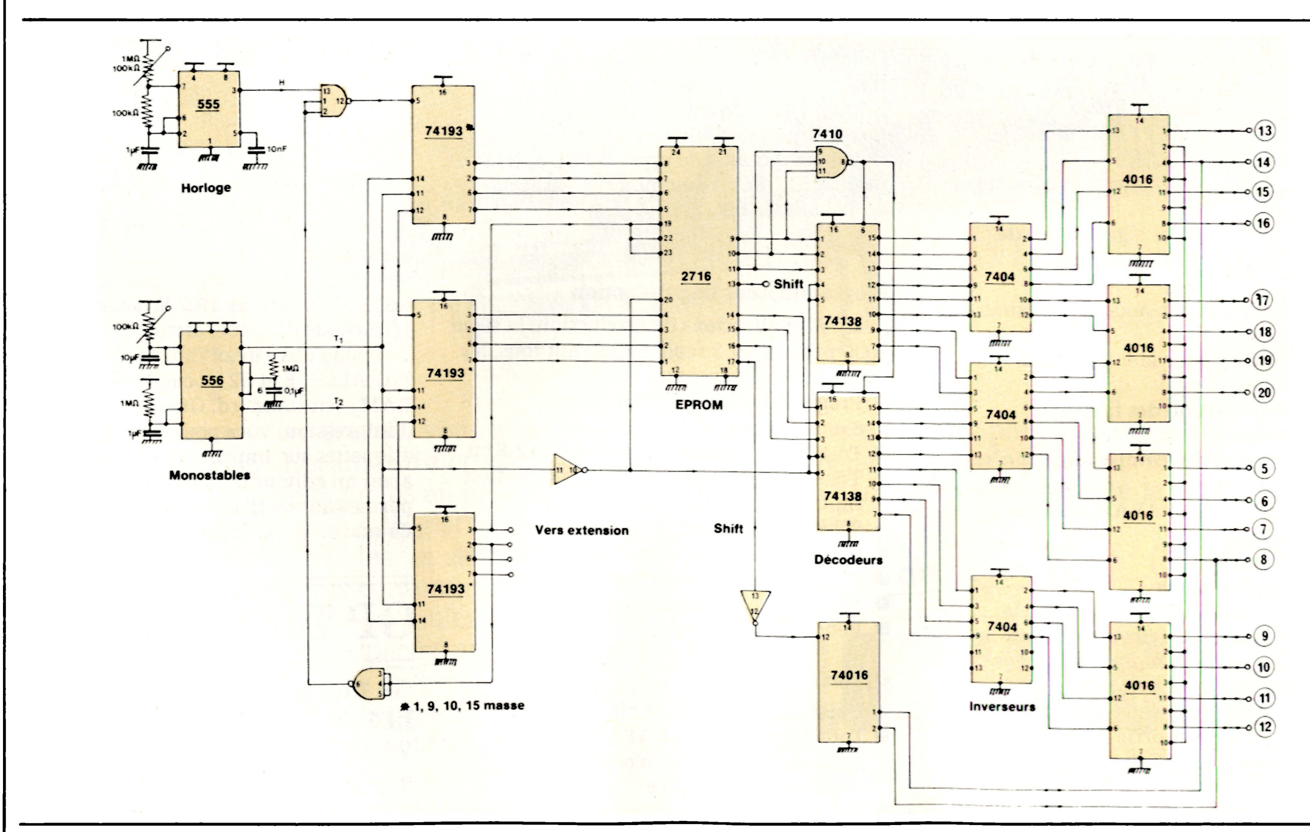
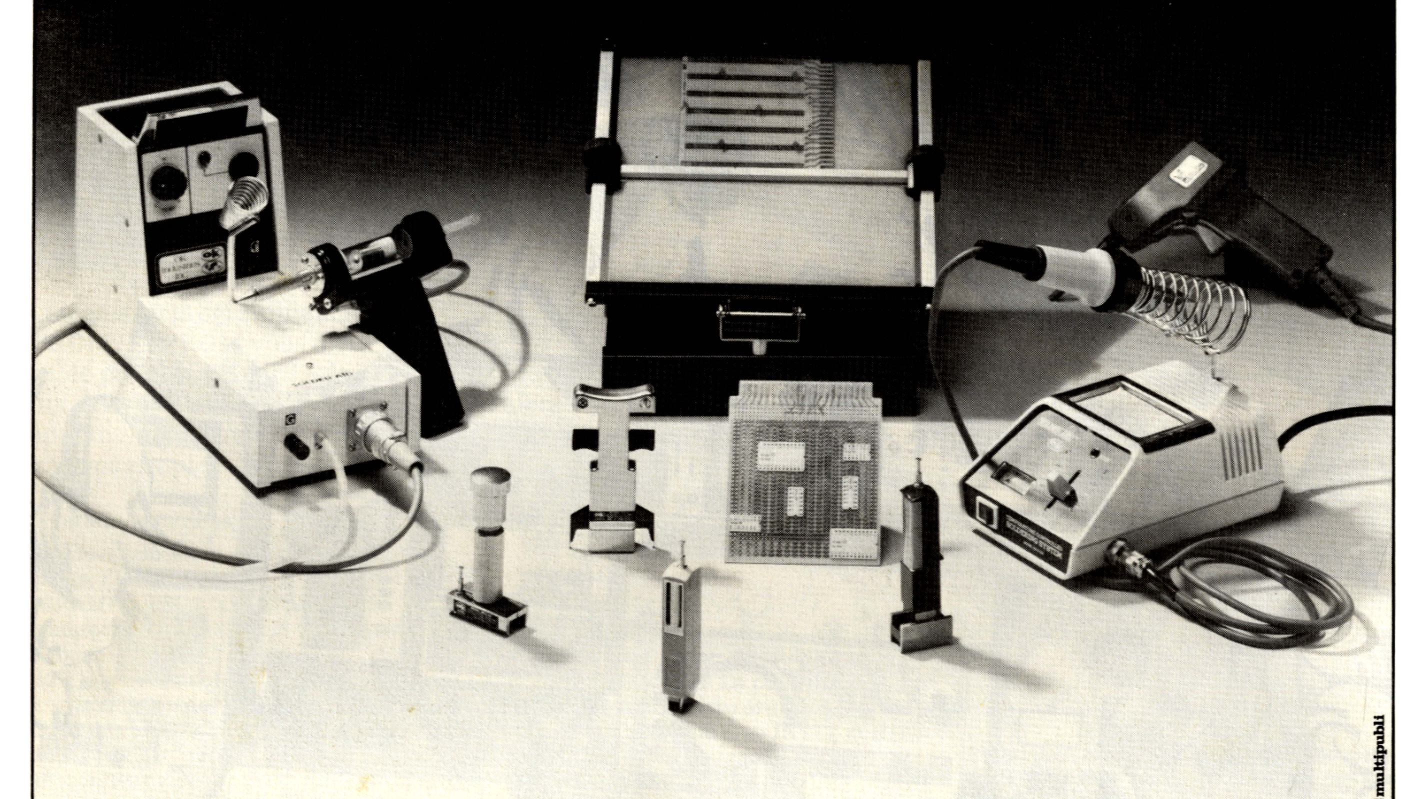


Fig. 18

ÉQUIPEMENT SOUDAGE SOAMET

Parce que les spécialistes ont besoin d'un vrai spécialiste...





SOAMET, LE SPÉCIALISTE DES ÉQUIPEMENTS ET ACCESSOIRES ÉLECTRONIQUES :

- Plus de 1000 références en stock dont :
- un poste de soudage thermostaté à température réglable SA3 ;
- un poste de dessoudage à pompe à vide incorporée SA7.
- des ensembles d'outils à insérer, extraire et tester les circuits intégrés, des barrettes, broches et connecteurs, des plaquettes d'identification pour supports de circuits intégrés, des cadres de montage pour circuits imprimés...
- la gamme la plus complète d'outils et machines pour le wrapping ;
- Un service après-vente très fort pour répondre à tous vos problèmes.
- Un rapport qualité-prix plus avantageux.

SOAMET SA : *la bonne adresse du soudage.*
10, boulevard F.-Hostachy - 78290 CROISSY-SUR-SEINE
Tél. : (3) 976.24.37.

COUPON-RÉPONSE :
Nom ____
Société ____
Fonction ____
Adresse ____
____
Tél. ____
Souhaite :
☐ un essai gratuit de 10 jours du poste soudage SA3 ;
☐ recevoir votre catalogue ;
☐ la visite d'un ingénieur commercial.

EAP 11 84

SERVICE-LECTEURS N° 20



Technologie des mémoires « EPROM »

Les mémoires mortes effaçables, ou EPROM – « Erasable Programmable ROM » –, font maintenant partie de l'arsenal des circuits intégrés LSI actuels.

Si leur emploi est généralisé dans les systèmes électroniques et informatiques, leur fonctionnement n'est peut-être pas toujours très bien connu.

Aussi avons-nous jugé utile de faire, ici, une rapide synthèse technologique sur les EPROM. Précédée de « quelques mots d'histoire »...



Photo 1. – Une EPROM et son programmateur.

Historique

Les premiers travaux sur les structures de ROM effaçables ont été effectués par **Frohman-Bentchkowsky,** en 1971, chez **Intel Corporation.**

Une bonne connaissance du process des « grilles flottantes » fut nécessaire pour la conception des cellules mémoires EPROM (« Erasable Programmable ROM »).

On peut remarquer que toutes les générations de mémoire EPROM utilisent ce process, qu'elles soient de type **n** ou de type originel **p** (la première cellule mémoire était de canal **p**).

Les EPROM sont programmables électriquement et effaçables par un rayonnement ultraviolet. Mais la manœuvre d'effacement soulève des problèmes relatifs à la nature de la source UV, ce qui donne une certaine rigidité au processus d'effacement. Pour remédier à ce problème, on a conçu des mémoires effaçables électriquement : « E^2PROM ».

Les capacités-mémoire actuelles pour ce type de cellules atteignent 64 Ko contre 256 Ko ou 512 Ko pour les mémoires effaçables par rayonnement ultraviolet (mémoire EPROM). En effet, la densité d'intégration est plus faible dans le cas d'une structure E^2PROM, car les cellules mémoires sont plus volumineuses que celles de type EPROM.

EPROM UV : développement et technologie

Principes de programmation

Pour concevoir une cellule mémoire EPROM, on utilise une structure de doubles grilles en silicium polycristallin **(fig. 1).**

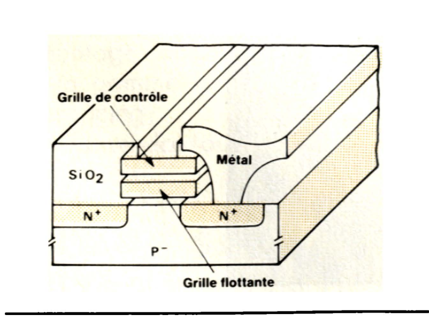


Fig. 1.

La variation du V_T du transistor peut être calculée par l'équation suivante

$$V_T = -\frac{\Delta Q_{FG}}{C_G} \quad [1]$$

où : ΔQ_{FG} est la variation de la charge de la grille flottante, C_G est la capacité entre la grille flottante et la grille de contrôle.

Cette structure « monotransistor » de la cellule mémoire a permis d'avoir de fortes densités d'intégration puisque les deux grilles sont directement au-dessus du canal de transistor **(fig. 2).**

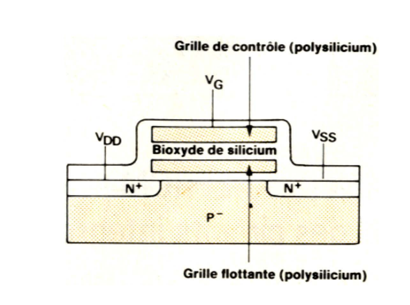


Fig. 2.

Remarque : le process a une grande influence sur la rentabilité des cellules EPROM car les électrons peuvent être piégés dans l'oxyde, générant des défauts. Ces défauts peuvent être aggravés par des cycles de programmation. Les électrons, une fois piégés dans l'oxyde, sont difficilement délogeables par rayonnement ultraviolet. Il est donc nécessaire d'augmenter la qualité de l'oxyde.

Un autre effet qui peut nuire au bon fonctionnement de la cellule est la création d'aspérités à la surface du silicium polycristallin dans l'oxyde. La présence de ces aspérités peut accroître le champ électrique et effectuer des effacements locaux dans la grille flottante.

La programmation d'une mémoire du type EPROM doit être précédée d'un effacement complet effectué par une exposition à une forte dose de rayonnement ultraviolet (avec une longueur d'onde de 2 527 Å).

Celui-ci peut être obtenu par une exposition au soleil pendant une longue période. Et, pour éviter des désagréments, on obture la fenêtre d'effacement par un couvercle opaque après programmation.

La grille supérieure effectue la sélection ; celle du bas – la grille flottante –, située entre la grille de contrôle et le substrat, est isolée par une zone de bioxyde de silicium (SiO_2) et est non connectée.

La programmation de la cellule est effectuée par injection d'électrons « chauds » à haute énergie, du substrat au travers de l'oxyde de grille.

La forte tension appliquée sur la grille de contrôle provoque le stockage de ces électrons dans la grille flottante. Les électrons ainsi accélérés ont assez d'énergie pour franchir la barrière de 3,2 eV entre le substrat et l'oxyde. Une fois la tension de programmation supprimée, la charge stockée dans la grille flottante y reste, assurant la non-volatilité de la cellule.

Pour permettre la migration des charges du substrat vers la grille flottante, il est nécessaire d'appliquer une tension positive sur la grille de contrôle. L'effacement de la cellule se fait par photoémission des électrons de la grille flottante vers la grille de contrôle et le substrat. Le rayonnement ultraviolet augmente l'énergie des électrons dans la grille flottante jusqu'au niveau où ils peuvent franchir la barrière des 3,2 eV entre la grille flottante et l'isolant.

Dans le cas où la grille flottante est non chargée, la tension de seuil du transistor N.MOS est égale à V_{TO}, c'est-à-dire à la tension de seuil la plus basse. Tandis que si la grille flottante est chargée (état logique 0), la tension de seuil du transistor N.MOS est égale à V_{T1}, c'est-à-dire à la tension de seuil la plus haute **(fig. 3).**

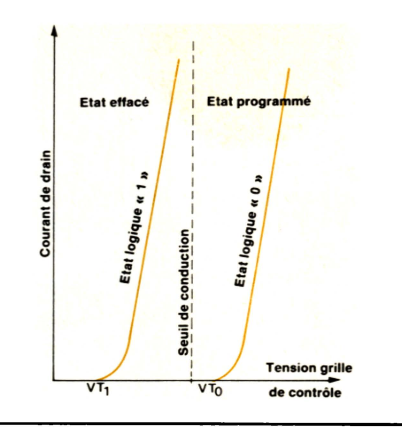


Fig. 3.

Pour la programmation, il est nécessaire d'avoir un champ électrique important (10^5 V/cm) pour générer les électrons chauds. Celui-ci ne peut pas être obtenu avec des tensions d'alimentation de 5 V. Cela implique donc une tension plus grande, notée V, de :

– 25 V dans le cas de densité 16 et 32 Ko,

– 21 V dans le cas de densité 64 Ko,
– 12,5 V dans le cas de densité 256 Ko.

A noter que les 3,2 eV d'énergie, pour franchir la barrière entre l'oxyde et la grille flottante, ne peuvent être obtenus de manière accidentelle. Les programmations intempestives sont donc impossibles en cycle normal de lecture.

Etude théorique de la programmation

La **figure 4** montre la répartition des capacités dans un transistor de type FA.MOS avec une grille de contrôle isolée (par un oxyde de grille) de la grille flottante.

A noter que les capacités C_{FG}, C_{FD}, C_{FS}, C_{FSub} sont les capacités entre la grille flottante et respectivement la grille de contrôle, le drain, la source et le substrat.

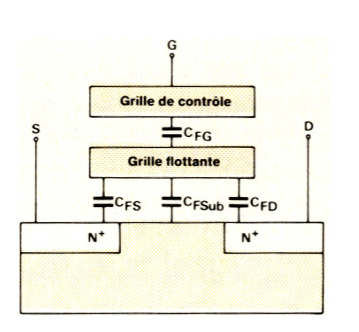


Fig. 4.

L'équation de neutralité électrique est la suivante :

$$C_{FS}(V_{FG}-V_S)+C_{FG}(V_{FG}-V_{CG})+C_{FD}(V_{FG}-V_D)+C_{FSub}(V_{FG}-V_{Sub})=0 \quad [2]$$

Si on pose :

$Q = -C_{FSub}V_{Sub}$, on a :

$$C_{FS}(V_{FG}-V_S)+C_{FG}(V_{FG}-V_{CG})+C_{FD}(V_{FG}-V_D)+Q+C_{FSub}V_{Sub}=0 \quad [3]$$

avec :

V_S tension de la source
V_D tension du drain,
V_{CG} tension de la grille de contrôle, charge de la grille flottante.

D'après l'équation [3], on peut donc déterminer la tension de la grille flottante V. Sachant que le substrat et la source sont placés à 0 volt, on a donc :

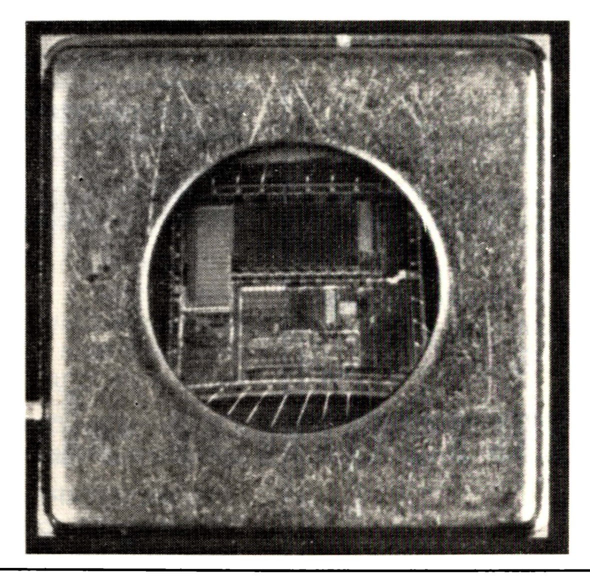


Photo 2. – L'EPROM vue... de sa fenêtre.

$$V_{FG}=\frac{C_{FG}V_{GS}+C_{FD}V_{DS}}{C_{FG}+C_{FD}+C_{FS}+C_{FSub}}-\frac{Q}{C_{FG}+C_{FD}+C_{FS}+C_{FSub}} \quad [4]$$

En posant :

$$C_T=C_{FG}+C_{FD}+C_{FS}+C_{FSub} \quad [5]$$

On arrive donc à :

$$V_{FG}=\frac{C_{FG}}{C_T}V_{GS}+\frac{C_{FD}}{C_T}V_{DS}-\frac{Q}{C_T} \quad [6]$$

On peut mettre l'équation [6] sous une autre forme, on obtient alors :

$$V_{FG}=\frac{C_{FG}}{C_T}\left(V_{GS}+\frac{C_{FD}}{C_T}V_{DS}\right)-Q/C_T \quad [7]$$

En posant :

$C_1 = C_{FS} + C_{FSub}$,
$C_2 = C_{FG}$,
$C_3 = C_{FD}$,

l'équation [4] devient :

$$V_{FG}=(C_2/C_T)V_{CG}+(C_3/C_T)V_D-Q/C_T \quad [8]$$

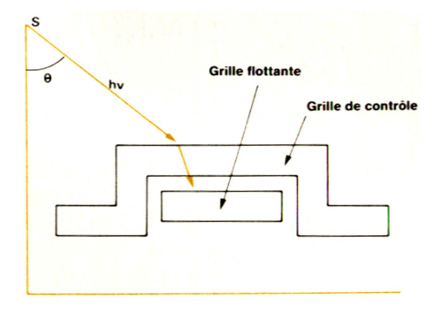


Fig. 5.

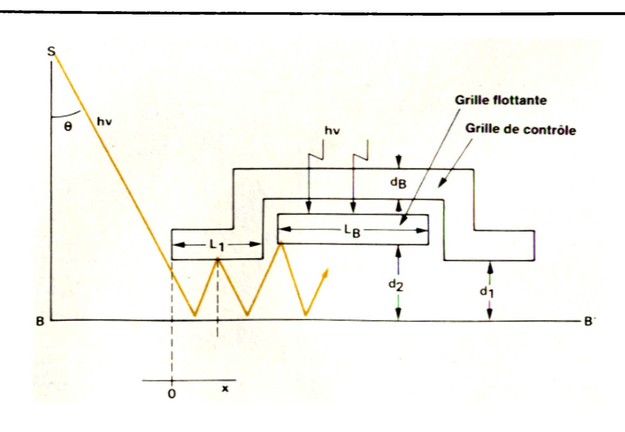


Fig. 6.

La tension de seuil du transistor peut être donnée par l'équation suivante :

$$V_{TM} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2} V_T + \frac{Q}{C_2} \quad [9]$$

où V_T est la tension de seuil d'un transistor conventionnel à grille polysilicium.

Quand Q = 0, le transistor est dans un état d'effacement, donc :

$$V_{T1} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2} V_T \quad [10]$$

Ce qui donne, en remplaçant dans [9] :

$$V_{TM} = V_{T1} + \frac{Q}{C_2} \quad [11]$$

On constate que les caractéristiques de programmation dépendent directement de la variation de la charge dans la grille flottante ; c'est-à-dire de l'injection de courant déterminée par dQF/dt et on démontre que :

$$\Delta V_T = Q/C_2 = 1/C_2 \int_0^t I_{inj}\, dt \quad [12]$$

Remarque :

La détermination de ΔVT ne peut être trouvée qu'expérimentalement, du fait que la fonction I_{inj} est très complexe à déterminer.

L'effacement

L'étude sera faite sur un modèle à deux dimensions.

Le processus d'effacement s'effectue de deux manières :

– absorption au travers de la grille de contrôle,

– absorption au travers du guide optique.

- **Absorption à travers la grille de contrôle**

Dans le cas de structure canal **n**, le rayonnement ultraviolet passe à travers l'oxyde et la grille de contrôle et est absorbé par la grille flottante **(fig. 5)**.

- **Absorption à travers le guide optique**

Le guide optique, formé par l'oxyde, la grille de contrôle et le substrat, propage les rayons ultraviolet, horizontalement le long de la grille flottante.

Les rayons ultraviolets peuvent donc être absorbés par le dessous de la grille flottante **(fig. 6)**.

A. Farrugia
Ingénieur ESE

Une première technologique : un microprocesseur à EPROM intégrée

... En effet, la famille 6804 s'est enrichie d'une version à EPROM intégrée, 28 broches, dénommée par *Motorola* MC 68704 P2.

Il s'agit d'un microprocesseur 8 bits réalisé sous la forme d'un processeur série 1 bit. Le MC68704P2 se présente comme ayant une architecture 8 bits analogue à celle des unités de commande de microprocesseur de la famille M6805, afin de faciliter la programmation, mais en fait, il n'a qu'une largeur d'un bit.

Cela signifie que les transferts, les opérations arithmétiques et les opérations d'adressage sont exécutés séquentiellement, un bit à la fois.

Le MC68704P2 contient 1024 octets d'EPROM programmable par l'utilisateur, 64 octets d'EPROM réservés aux données, 320 octets de mémoire morte d'autocontrôle, 32 octets de mémoire vive, 2,5 ports d'E/S 8 bits (20 bits) en parallèle et un compteur 8 bits (avec un prédiviseur).

Cette unité de commande est capable d'empiler 4 niveaux de sous-programmes. Le MC68704P2 est également capable d'accepter une interruption externe.

Ce dispositif d'excellent rapport coût/efficacité n'admet qu'un seul niveau d'interruption.

Un oscillateur sur la puce travaille jusqu'à 10,24 MHz, avec un résonateur à quartz ou céramique. Il peut aussi travailler à une fréquence plus basse, avec un réseau résistances-condensateurs. La fréquence de l'oscillateur est divisée par 4 pour donner les horloges internes, phase 1 et phase 2.

La fréquence d'horloge interne maximale est donc de 2,56 MHz. C'est la vitesse binaire du MC68704P2.

Cette unité de commande à EPROM possède 20 broches d'E/S, toutes programmables en entrée ou en sortie, en utilisant une instruction pour manipuler le bit du registre de direction des données approprié.

Toutes les broches d'E/S sont structurées de telle façon que la donnée de sortie verrouillée soit lisible lorsqu'une broche est configurée en entrée, quel que soit le niveau logique réel de la broche résultant de la charge de la sortie.

Toutes les broches d'E/S du MC68704P2 offrent deux options : sorties à trois états compatibles LSTTL et sortie en drain ouvert, que l'on peut sélectionner en utilisant les octets d'option spécifiques résidant dans la partie données de l'EPROM.

Un sous-programme d'autocontrôle peut être utilisé pour tester l'ensemble du MC68704P2, à l'exception du programme utilisateur résidant dans l'EPROM.

Un circuit d'analyse de signature, qui a été incorporé sur la puce du MC68704P2 pour faciliter les tests, peut aussi être utilisé pour vérifier le contenu de son EPROM.

La fonction d'autocontrôle de cet élément est particulièrement importante pour les utilisateurs industriels, car elle minimise les besoins de contrôle d'acceptation à la livraison.

Cet attribut d'autocontrôle évite aux clients d'avoir à acheter et à entretenir dans leurs usines de coûteux équipements de test du MC68704.

La fonction d'autocontrôle de cette unité de commande à EPROM permet aussi au personnel de service après-vente de localiser facilement les pannes des systèmes 6804.



Les capteurs de température au silicium : technologie et applications

Tout système de mesure d'une grandeur physique est tributaire de la qualité de son élément « amont » : le capteur. Des performances de ce dernier, dépendent les caractéristiques de justesse et de fiabilité de l'ensemble du système.

Aussi les fabricants poursuivent-ils d'actives recherches, dans ce sens, sur les matériaux et leur technologie d'emploi.

Dans le cas des capteurs de température, dont l'importance en milieu industriel est capitale, le silicium fait preuve de beaucoup de qualités, ainsi qu'on le verra dans l'étude qui va suivre.



Principes de base

L'utilisation croissante de circuits intégrés dans les systèmes de commande a fait naître, ces dernières années, un besoin croissant en capteurs électroniques de température, à la fois précis et fiables. Ces nouveaux dispositifs, qui sont appelés à remplacer les modèles plus classiques utilisant des thermistances CTN ou CTP, exploitent l'effet de la température sur la résistivité du silicium.

La **figure 1** montre cet effet sur du silicium de type *n*, à différents niveaux de dopage. Comme l'indique la figure, le coefficient de température de la résistance du silicium dopé est positif au départ, puis devient négatif quand la température augmente (quand les propriétés intrinsèques du semiconducteur prédominent). Les dispositifs des séries KTY81/83/84 commercialisés par *R.T.C.* fonctionnent dans la plage positive. Ils utilisent du silicium de type *n* dont le niveau de dopage se situe entre 10^{14} et $10^{15}/cm^3$, offrant une résistance nominale d'environ 1 000 Ω. (Notons, cependant, qu'il existe deux variantes de la série KTY81, les séries KTY81/2 et KTY81/5, dont les résistances nominales sont égales à 2 000 Ω et 5 000 Ω respectivement.)

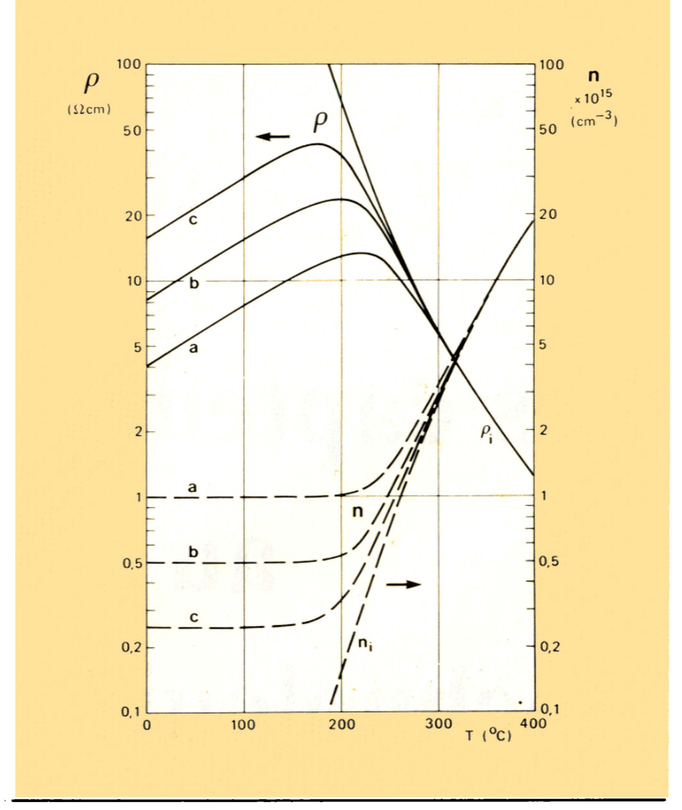


Fig. 1. – Effet de la température sur la résistivité du silicium.

Construction et fabrication

La **figure 2(a)** représente un capteur de base de dimensions approximatives : 500 μm × 500 μm × 240 μm. Le fond est entièrement métallisé et la face supérieure est munie d'un contact circulaire en or de 20 μm environ de diamètre. Ce montage permet une distribution conique du courant à travers le cristal, ce qui réduit sensiblement l'influence des tolérances de fabrication sur la résistance du capteur. Une région n^+, diffusée dans le cristal sous la métallisation, réduit les effets de la couche de barrage aux jonctions métal-semiconducteur.

La **figure 2(b)** représente un second montage comprenant deux capteurs distincts, montés en série, mais de polarité inverse. Ce montage à deux capteurs présente l'avantage d'offrir une résistance indépendante de la direction du courant, contrairement aux montages à capteur unique de la **figure 2(a)** qui, du moins pour les courants plus élevés, offrent une résistance qui varie légèrement en fonction de la direction du courant.

Les dispositifs sont fabriqués selon la technique, désormais bien connue, dite « planar », qui a fait ses preuves dans la fabrication de nombreux dispositifs à semiconducteurs. Une couche de nitrure de silicium protège la surface du cristal, lui-même entièrement revêtu de verre de phosphore assurant une protection supplémentaire.

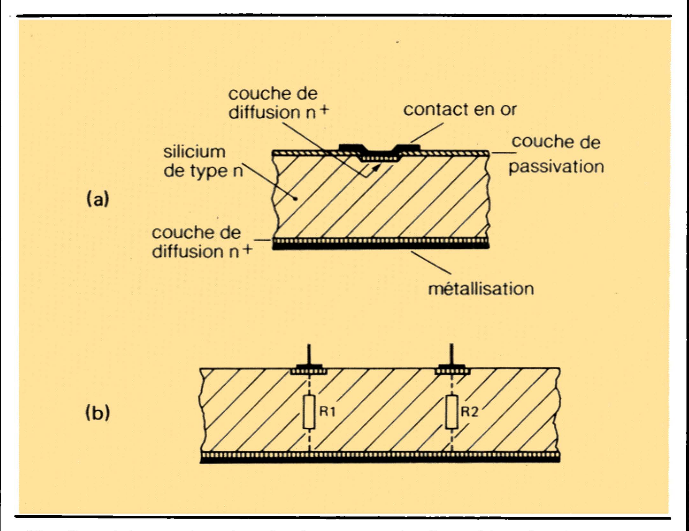


Fig. 2. – (a) : section du cristal montrant la disposition des électrodes. Tout le fond est métallisé et la face supérieure est munie d'un contact circulaire en or – (b) : montage comprenant deux capteurs distincts connectés en série mais de polarité inverse.

Présentation des capteurs au silicium

Les deux montages représentés à la **figure 2** sont utilisés dans des dispositifs désormais utilisés en pratique. La série KTY81 utilise le montage à deux capteurs. Ces capteurs, placés en boîtier SOD-70 **(fig. 3a)**, sont donc indépendants de la polarité.

Les séries KTY83/84 utilisent le montage plus simple à un seul capteur. La simplicité de ce montage permet de loger les capteurs en boîtier compact DO-34 **(fig. 3b)**.

Outre sa simplicité, le dispositif à capteur unique présente un autre avantage important, celui de pouvoir fonctionner à des températures maximales de 300 °C.

La limite de température d'un capteur de température normal se situe autour de 150 °C, à cause des propriétés intrinsèques du silicium **(fig. 1)**. Mais si le dispositif à capteur unique est polarisé avec son contact en or porté au pôle positif, la limite en température s'accroît. Ceci est dû au fait qu'une tension positive sur le contact en or réduit sensiblement la concentration des trous dans la couche de diffusion n^+ supérieure, et isole ainsi les trous spontanément générés dans le corps du cristal (du fait de sa nature intrinsèque), les empêchant ainsi de participer à la production du courant total et, par conséquent, d'affecter la résistance.

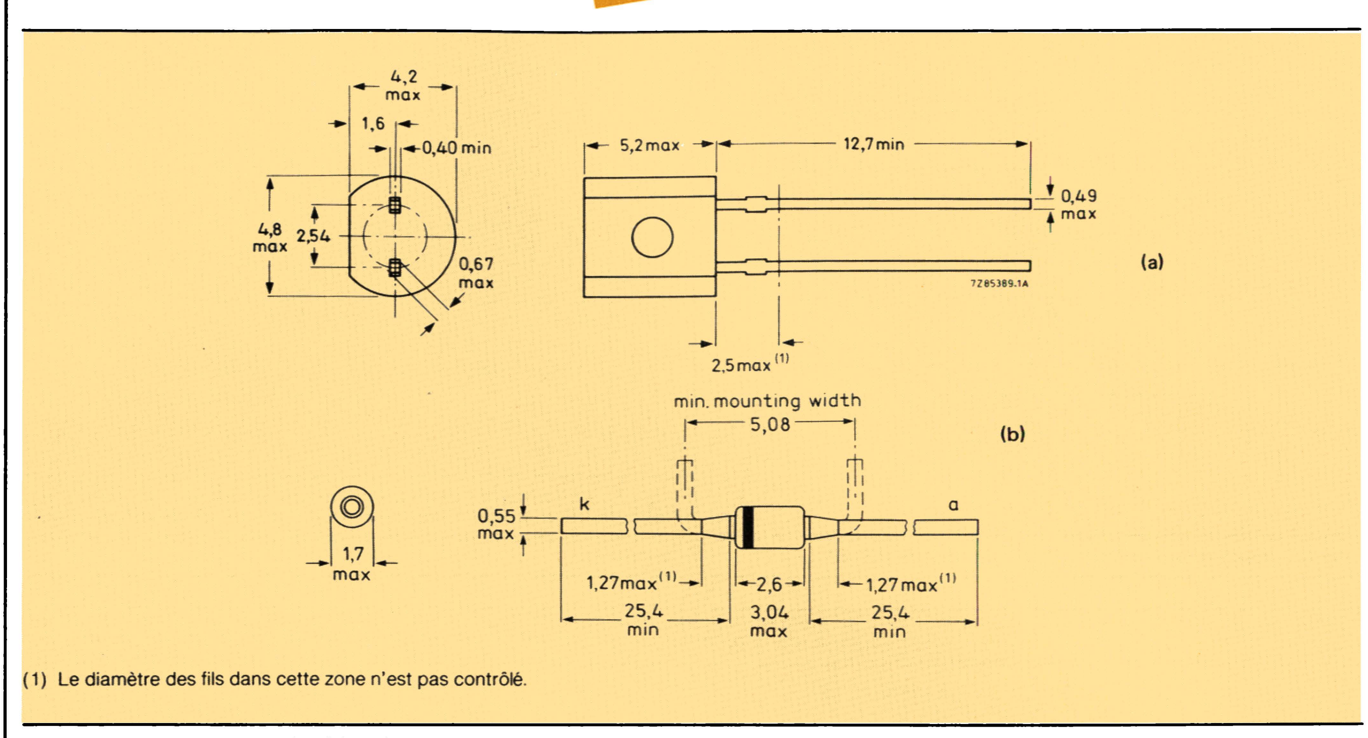
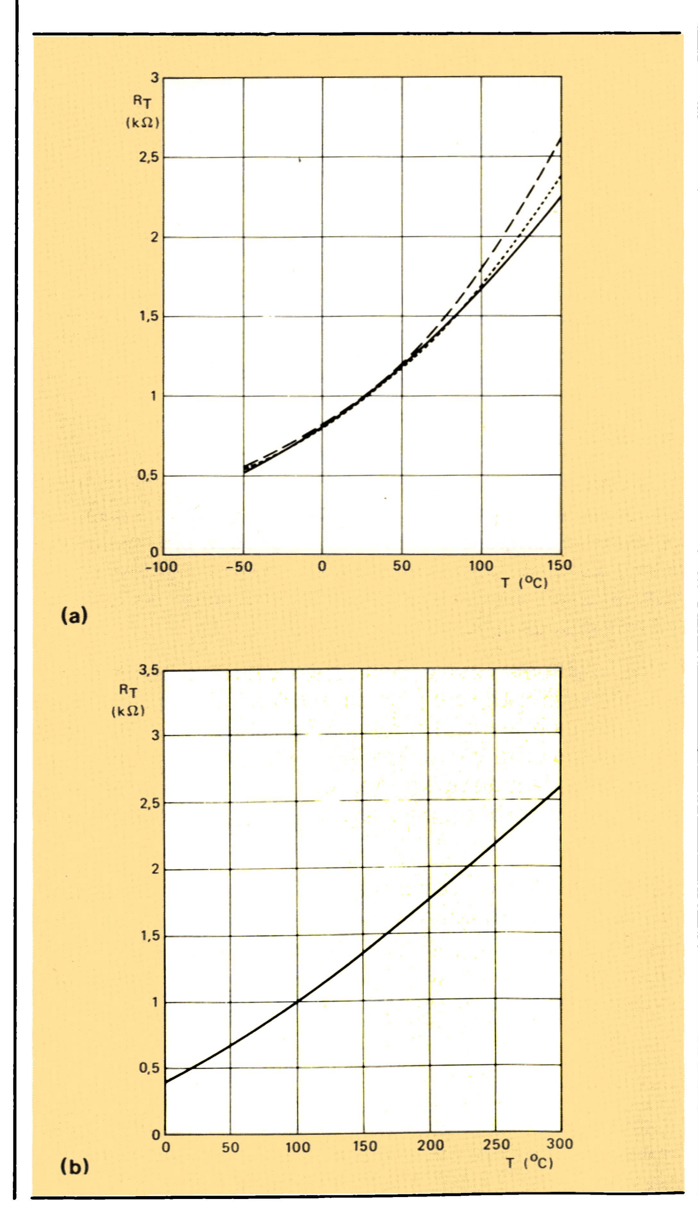


Fig. 3. – (a) : schéma du KTY81 (SOD-70) – (b) : schéma du KTY83/84 (DO-34).



Certes, comme dans un capteur normal, les propriétés intrinsèques du cristal finissent par prédominer, mais à des températures plus élevées. L'effet est dépendant du courant, la température de passage du comportement extrinsèque au comportement intrinsèque augmentant proportionnellement au courant de fonctionnement. Quand le courant est nul, l'effet disparaît totalement et le capteur se comporte de la même manière qu'un capteur classique.

La série KTY84 exploite cette propriété puisqu'elle est particulièrement destinée à fonctionner à des températures de 300 °C maximum.

Performances

Le **tableau 1** ci-après donne les spécifications électriques et mécaniques des séries KTY 81/83/84.

Relation avec la température

Les **figures 4(a)** et **4(b)** (trait continu) montrent respectivement les caractéristiques résistance/température des séries KTY81 et 84. La relation est non linéaire et peut être obtenue par approximation selon la formule suivante :

$$R_T = R_{amb}\,[1 + \alpha(T - T_{amb}) + \beta(T - T_{amb})^2] \qquad (1)$$

R_T et R_{amb} étant les résistances à la température T et à la température ambiante, respectivement, et α et β les coefficients de température de la résistance du capteur.

Fig. 4 – (a) : variation de la résistance du KTY81 en fonction de la température.

———— courbe expérimentale

- - - - - $R_T = R_{amb} \exp [\alpha T - T_{amb})]$ avec α = 0,75 %/K

. . . . . $R_T = R_{amb} \exp [\alpha(T - T_{amb})]$ avec α = 0,82 %/K pour $T \leq T_{amb}$ et α = 0,7 %/K pour $T > T_{amb}$

(b) Variation de la résistance du KTY84 en fonction de la température.

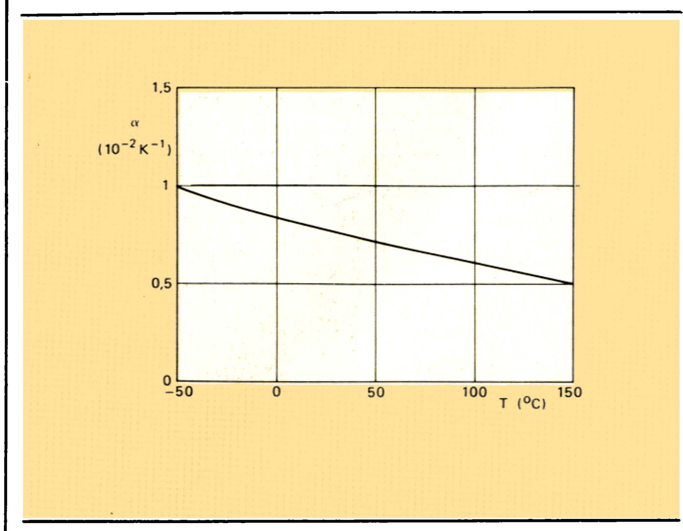


Fig. 5. – Variation de α en fonction de la température (KTY81).

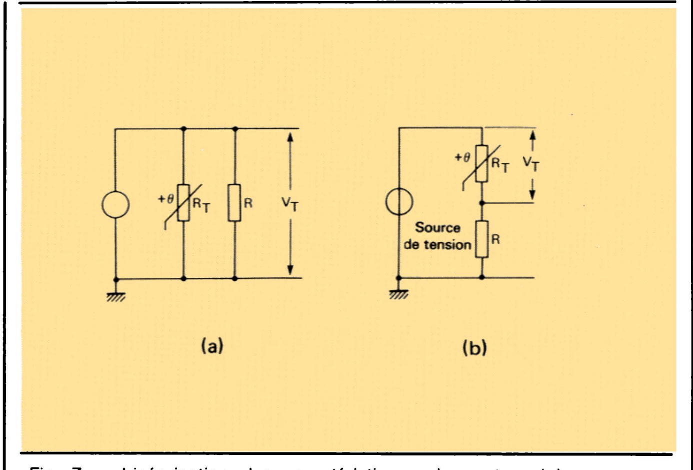


Fig. 7. – Linéarisation des caractéristiques du capteur (a) avec une résistance R en parallèle avec le capteur ; (b) avec une résistance R en série avec le capteur ; le système est alimenté par une source de tension constante.

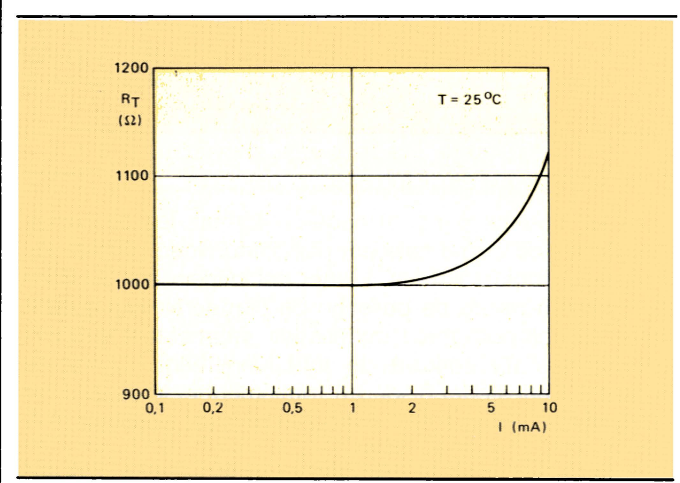


Fig. 6. – Courbe de résistance du capteur en fonction du courant de fonctionnement. En dessous de 1 mA environ, la résistance est pratiquement indépendante de la température.

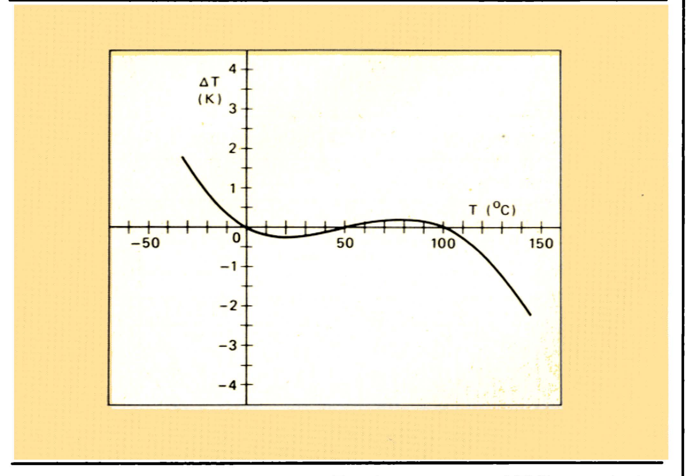


Fig. 8. – Erreur de température ΔT prévue pour un KTY81 nominal, linéarisé dans la plage de températures 0 à 100 °C (résistance de linéarisation 2 870 Ω).

Pour le KTY81, α = 0,75 % /K et β = 0,00185 % /K² à T_{amb} = 25 °C. Pour des raisons pratiques, β peut être négligé et la formule (1) devient :

$$R_T = R_{amb} \exp [\alpha(T - T_{amb})]$$

La ligne en tiretés de la **figure 4(a)** montre cette relation pour le KTY81.

L'expression précédente suppose que α reste constant dans une certaine plage de températures. En fait, α varie en fonction de la température comme l'indique la **figure 5**. Une meilleure approximation est donc obtenue en prenant deux valeurs pour α : 0,82 % /K pour $T \leqslant T_{amb}$ et 0,7 % /K pour $T > T_{amb}$. En introduisant ces valeurs dans l'expression précédente, on obtient les lignes en pointillés de la **figure 4(a)**, très proches de la courbe réelle.

Courant de fonctionnement

La **figure 6** montre la variation de la résistance d'un capteur KTY81 typique en fonction du courant de fonctionnement. Jusqu'à 1 mA, environ, la résistance est pratiquement indépendante du courant de fonctionnement, de sorte que la figure représente une limite supérieure si les fluctuations du courant doivent avoir un effet minimal sur la résistance (*).

Linéarisation

La caractéristique non linéaire de la résistance en fonction de la température ne pose pas de problème dans les capteurs de température au silicium, si ceux-ci sont correctement calibrés. La linéarisation du capteur ne devient nécessaire que dans les systèmes de commande qui nécessitent une grande précision.

Une méthode simple pour linéariser la caractéristique résistance/température d'un capteur est de le shunter avec une résistance fixe R. La résistance $R \cdot R_T/(R + R_T)$ de la combinaison parallèle devient alors effectivement une fonction linéaire de la température, et la tension de sortie V_T du circuit de linéarisation peut être utilisée pour régulariser le système de commande **(fig. 7a)**.

Si le système est alimenté par une source de tension constante, une résistance peut être connectée en série avec le capteur ; la tension traversant le capteur et la résistance sera alors à nouveau approximativement une fonction linéaire de la température **(fig. 7b)**.

(*) Note : Pour la série KTY84, les courants de fonctionnement utilisés doivent être supérieurs à 2 mA pour permettre le fonctionnement jusqu'à la limite spécifiée de 300 °C.

Tableau 1. – Spécifications électriques et mécaniques des séries KTY81/83/84

	KTY81	KTY83	KTY84
Résistance à T_{amb}	1 000 Ω ± 1 % (1) (3)	1 000 Ω ± 1 % (1)	1 000 Ω ± 2 % (2)
Coefficient de température de la résistance	0,75 % / K(1) typ.	0,75 % / K(1) typ.	0,6 % / K(2) typ.
Plage de la température de mesure	– 55 à 150 °C	– 55 à 175 °C	0 à 300 °C
Courant de charge maximal			
à T_{amb} = 25 °C	10 mA	10 mA	10 mA (4)
à T_{amb} = 150 °C	1 mA	1 mA	–
à T_{amb} = 300 °C	–	–	2 mA (4)
Constante de temps thermique			
dans l'air immobile	85 s	40 s	40 s
dans un liquide en mouvement	3 s	0,5 s	0,5 s
dans un liquide immobile	5 s	1 s	1 s
Encapsulation	SOD 70	DO 34	DO 34

(1) T_{amb} = 25 °C
(2) T_{amb} = 100 °C
(3) Il existe des variantes du KTY81 : le KTY81/2 et le KTY81/5 qui ont des résistances de 2 000 Ω et 5 000 Ω respectivement.
(4) Pour les mesures à des températures élevées, le KTY84 nécessite un courant de charge minimal d'environ 2 mA.

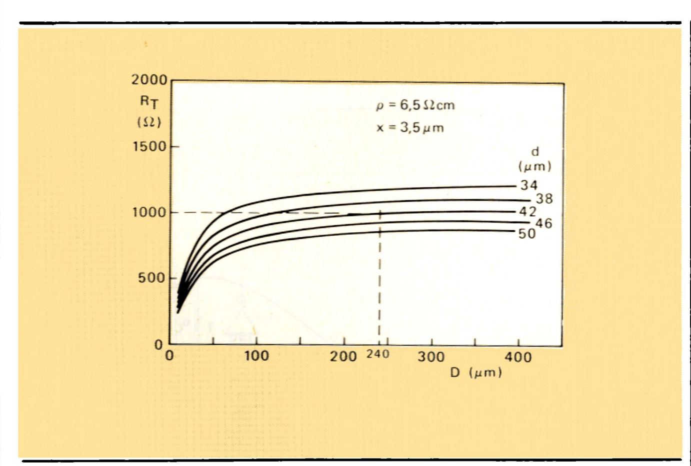


Fig. 9. – Variation de la résistance R_T du capteur en fonction de l'épaisseur D du cristal. Après une croissance initiale, la résistance se stabilise et devient pratiquement insensible à toute nouvelle augmentation de D. En fait, la résistance est beaucoup plus sensible aux variations du diamètre d du contact en or.

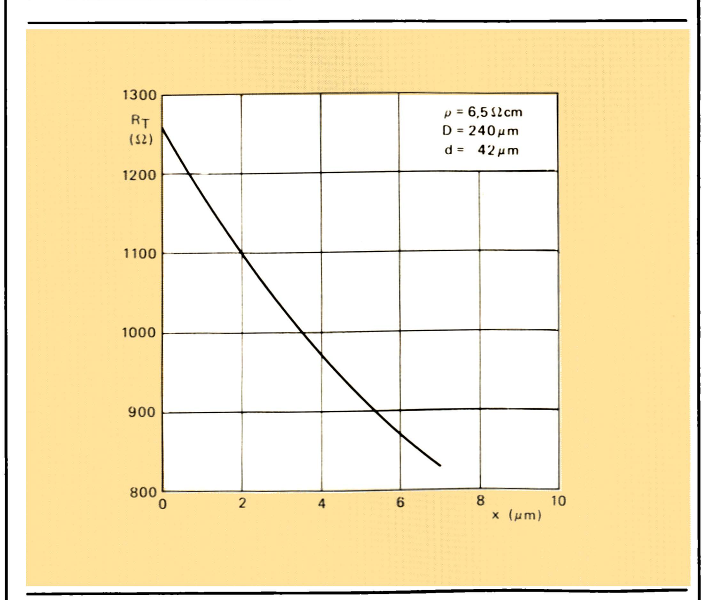


Fig. 10. – Résistance du capteur R_T en fonction de l'épaisseur x de la couche de diffusion n+. L'étroite relation entre la résistance et x permet de compenser les effets des variations de d et du niveau de dopage.

La valeur de la résistance série ou parallèle dépend de la plage des températures de fonctionnement du capteur. Cette résistance peut être calculée à l'aide de la méthode suivante, qui donne une erreur de température nulle à trois points équidistants T_a, T_b et T_c.

Prenons d'abord le montage parallèle. Si la résistance du capteur aux trois points est R_a, R_b et R_c, et la résistance correspondante du montage parallèle R_{pa}, R_{pb} et R_{pc}, la linéarité aux trois points est obtenue par :

$$R_{pa} - R_{pb} = R_{pb} - R_{pc}$$

c'est-à-dire :

$$\frac{R \cdot R_a}{R + R_a} - \frac{R \cdot R_b}{R + R_b} = \frac{R \cdot R_b}{R + R_b} - \frac{R \cdot R_c}{R + R_c}$$

Donc :

$$R = \frac{R_b (R_a + R_c) - 2R_aR_c}{R_a + R_c - 2\,R_b} \qquad (2)$$

Pour le montage en série avec une source de tension constante V, et les tensions V_a, V_b et V_c qui traversent le capteur aux trois points, la linéarité est obtenue par :

$$V_a - V_b = V_b - V_c$$

c'est-à-dire :

$$\frac{V \cdot R_a}{R + R_a} - \frac{V \cdot R_b}{R + R_b} = \frac{V \cdot R_b}{R + R_c} - \frac{V \cdot R_c}{R + R_c}$$

Ceci se réduit à la relation (2) ci-dessus, ce qui signifie que la même résistance convient pour les deux types de montage : série et parallèle.

Ainsi, connaissant la plage des températures de fonctionnement, R peut être calculée d'après la formule (2) en utilisant les courbes de la résistance en fonction de la température (**fig. 4**) pour déterminer la résistance du capteur aux trois points de référence.

La **figure 8** montre, par exemple, l'écart de linéarité prévu dans le cas d'un capteur nominal KTY81, linéarisé dans la plage de températures 0 à 100 °C, avec une résistance de linéarisation de 2 870 Ω.

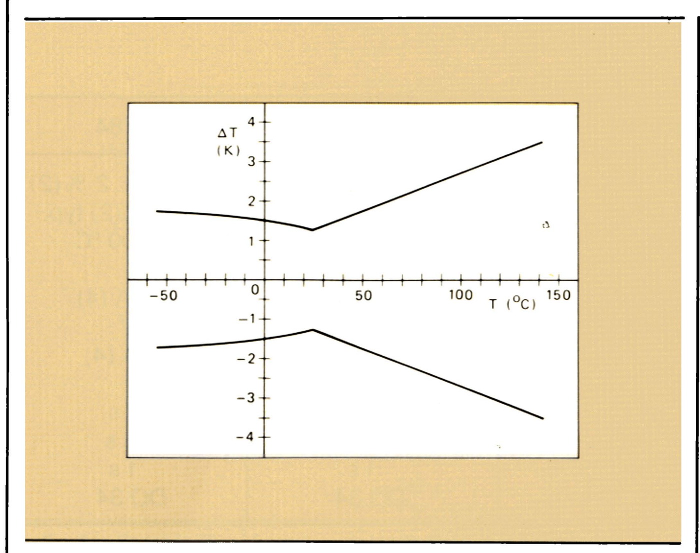


Fig. 11. – Erreur absolue ΔT prévue pour un capteur de température au silicium.

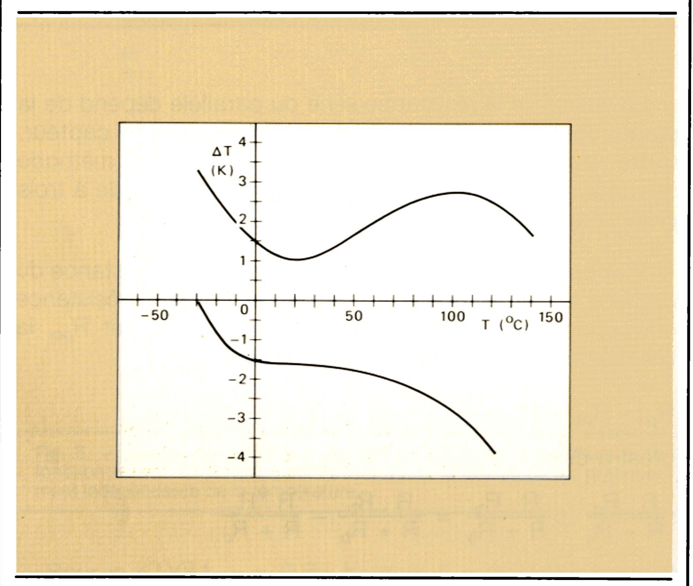


Fig. 12. – Effet conjugué de la tolérance de fabrication et des erreurs de linéarisation d'un capteur KTY81.

Notons que le KTY84 étant principalement destiné à être utilisé à des températures élevées, c'est-à-dire supérieures à 100 °C, sa caractéristique quasi linéaire à ces températures signifie que la linéarisation est souvent inutile.

Influences des tolérances de fabrication

Comme il a été mentionné plus haut, la disposition des électrodes dans les séries KTY81/83/84 permet de minimiser les effets des tolérances de fabrication. La **figure 9** montre la variation de la résistance en fonction de l'épaisseur D du cristal.

Après une croissance nette dans la région des faibles valeurs de D ($< 50\ \mu m$), la résistance se stabilise pour devenir pratiquement insensible aux augmentations ultérieures de D. Ainsi, les différences de valeur de D obtenues pendant la fabrication auront peu d'effet sur les caractéristiques finales. Par contre, les éléments importants sont le diamètre **d** du contact en or (voir **fig. 9**) et l'épaisseur **x** de la couche de diffusion n^+. La **figure 10** montre l'effet de ce dernier paramètre sur la résistance. Loin d'être un inconvénient, la relation étroite entre la résistance et **x** permet de compenser les effets des variations de D et du niveau de dopage.

Il en résulte que les capteurs de température au silicium sont généralement fabriqués avec des tolérances – ΔR et $\Delta\alpha$ très fines, de l'ordre de ± 1 %. Ces tolérances sont intéressantes comparées aux valeurs généralement citées pour les thermistances CTN (ΔR = ± 10 % et $\Delta\alpha$ = ± 5 %).

La **figure 11** montre l'erreur de température absolue ΔT d'un capteur de température au silicium avec une température de référence (c'est-à-dire la température à laquelle α est défini) de 25 °C. L'erreur minimale se produit à 25 °C, puisqu'à cette température, le seul facteur influant sur ΔT est ΔR. En dehors de cette température, l'influence de $\Delta\alpha$ devient de plus en plus importante et ΔT augmente.

La **figure 12** montre l'effet conjugué des tolérances de fabrication et des erreurs de linéarisation pour le capteur KTY81, linéarisé dans la plage de températures de 0 à 100 °C. Cette erreur peut être notablement réduite par le calibrage de la circuiterie additionnelle (amplis opérationnels, circuit de commande, etc.). La **figure 13(a)** montre l'erreur de température du système avec le circuit de sortie (linéaire) calibré à 50 °C et la **figure 13(b)** montre l'erreur du même système calibré à 0 et 100 °C.

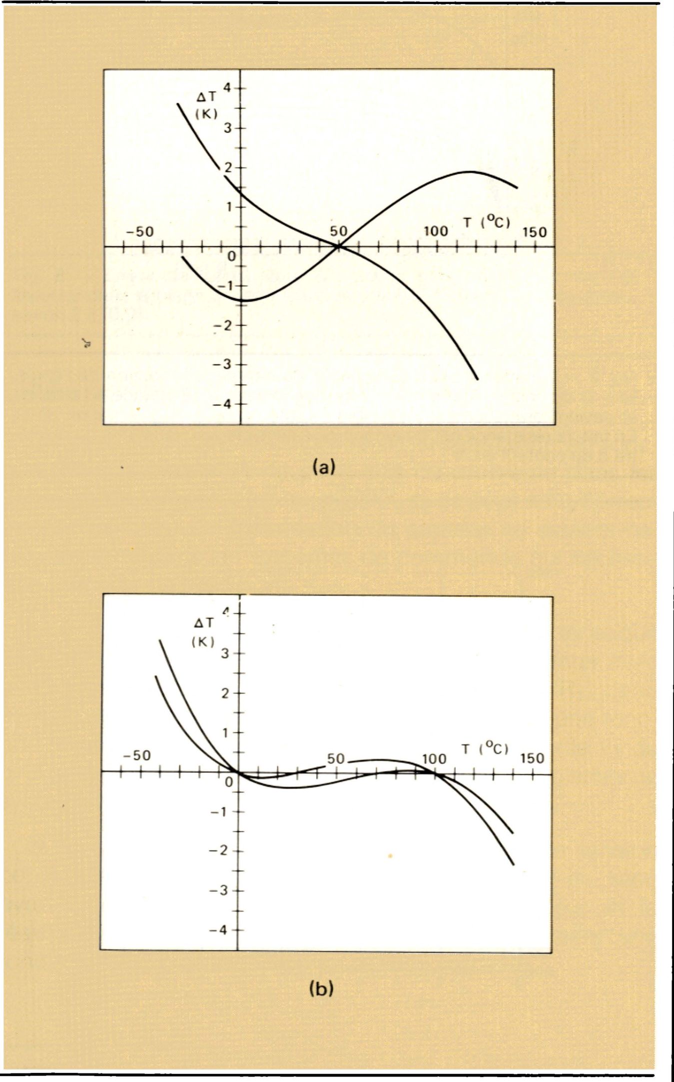


Fig. 13. – (a) : erreur de température du système avec circuit de sortie linéaire calibré à 50 °C – (b) : erreur du même système calibré à 0 et 100 °C.

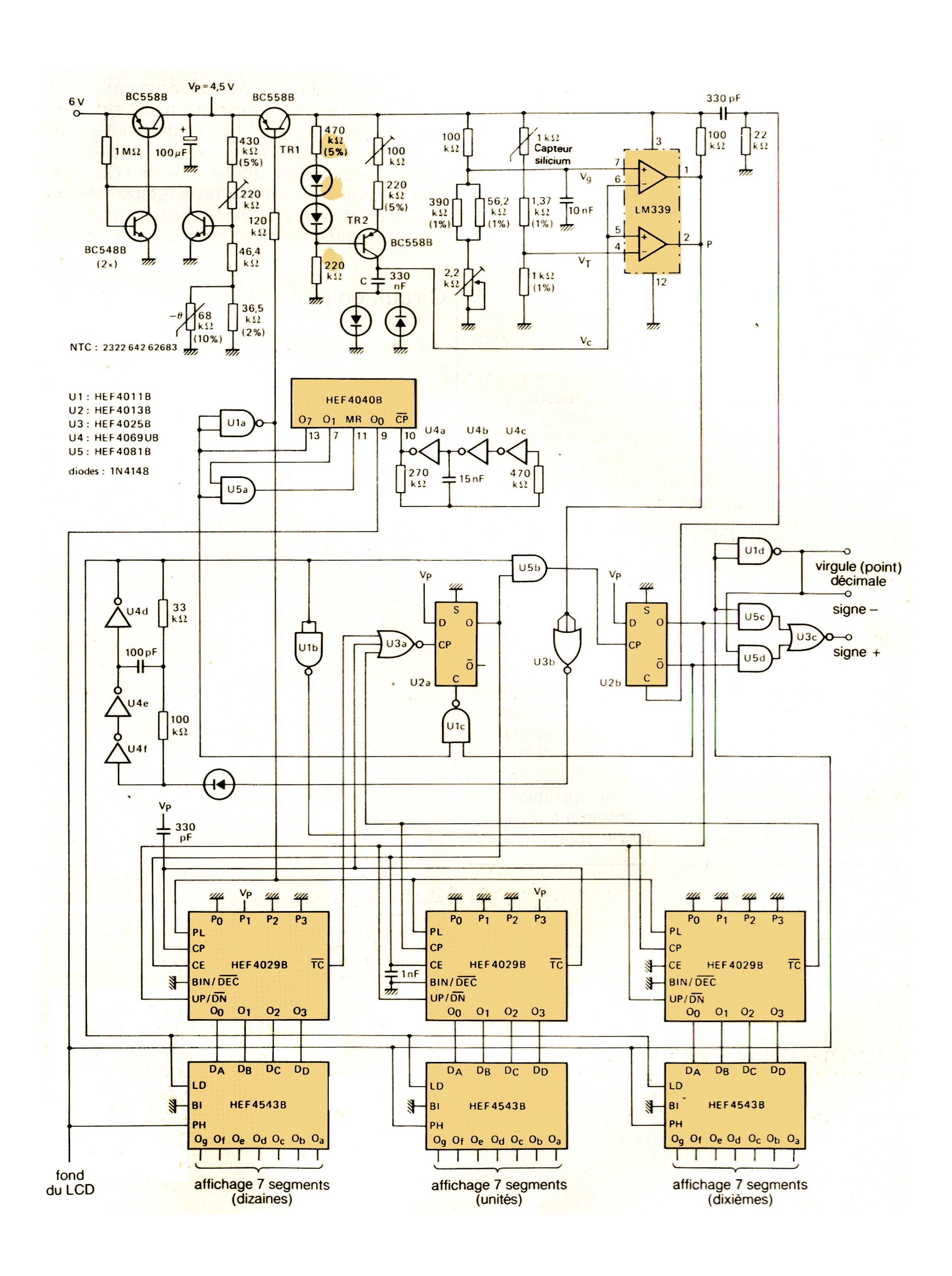


Fig. 14. – Circuit d'indication de la température par affichage à cristaux liquides.

Applications

Circuit pour affichage à cristaux liquides

La **figure 14** représente un système qui indique la température au moyen d'un affichage à cristaux liquides. Ce système a une plage de température de – 28 °C à + 99 °C, avec des incréments de 0,1 K (voir page précédente).

Le circuit utilise trois compteurs BCD HEF4029B, connectés chacun à un circuit de commande de LCD 7 segments HEF4543B. La fréquence d'horloge des compteurs (100 kHz) est produite par trois des inverseurs d'un HEF4069UB. Le circuit comprend un comparateur de tension LM339 fournissant une impulsion dont la durée varie avec la température.

Le circuit est alimenté par une source de tension constante (4,2 V) via un transistor de commutation Tr_1. Ce dernier est commandé par une impulsion de 1 Hz produite par un compteur binaire HEF4040B (129 Hz). Cette impulsion active également les compteurs, faisant en sorte que la tension d'alimentation soit appliquée au circuit pendant une fraction de chaque seconde. Ce montage limite le courant total absorbé à 200 μA environ, ce qui permet le fonctionnement de l'appareil sur quatre piles-torches de 1,5 V.

Fonctionnement du circuit

Le comptage démarre au début de chaque impulsion de 1 Hz, déclenchant la charge du condensateur C à travers le transistor Tr_2. Une tension, fonction de la température V_T (fournie par le capteur de température au silicium), est appliquée à la borne 4 du LM339, et une tension de référence constante V_g (supérieure à V_T) est appliquée à la borne 7. Tandis que C se charge, la tension aux bornes 5 et 6 augmente comme indiqué à la **figure 15(a)** et produit

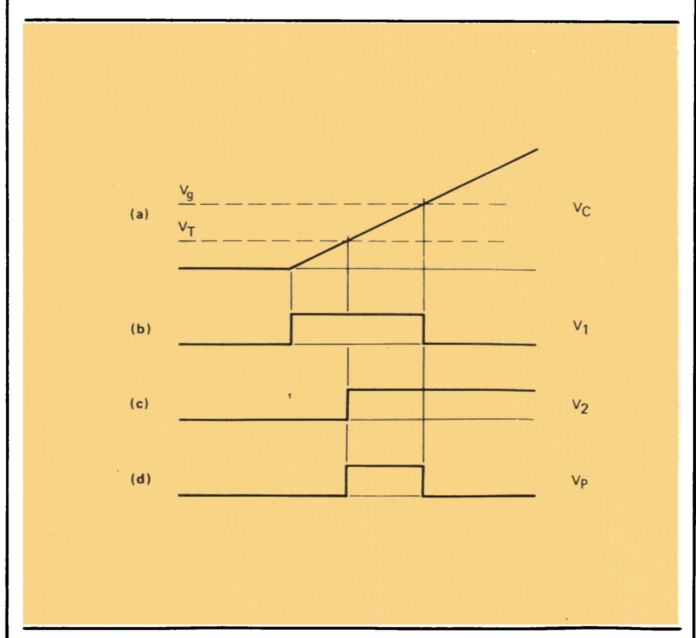


Fig. 15. – Séquences d'impulsions du circuit de la figure 15. L'impulsion finale (V_P) a une durée proportionnelle à la température. Les compteurs en décade HEF4029B ne sont activés que pendant la durée de cette impulsion, de sorte que le résultat affiché par les LCD donne une lecture directe de la température.

(aux bornes 1 et 2) les impulsions représentées aux **figures 15(b)** et **15(c)** ; par conséquent, au point P, l'impulsion est celle de **figure 15(d)**. La durée de cette impulsion finale, qui est proportionnelle à la température, est évaluée par les compteurs puis affichée.

Les compteurs sont prépositionnés à – 28 °C au début de chaque période de mesure (c'est-à-dire au début de chaque impulsion de 1 Hz) et décomptent jusqu'à 0 °C, puis ils se remettent à compter. A la fin de la période de mesure, la valeur est affichée sur les LCD. Auparavant, la valeur positive ou négative de la température aura été indiquée par l'afficheur. Ce dernier est commandé par un signal de 64 Hz fourni par le compteur binaire HEF4040B.

Circuit en pont simple

La **figure 16** montre un circuit simple donnant un signal fonction de la température dans la plage de températures de 0 à 100 °C. Le capteur au silicium fait partie d'un réseau de ponts auquel est appliquée une tension stabilisée fournie par une diode Zener. Un diviseur de potentiel constitué par R_2, R_3 et R_4 fixe cette tension à 2,5 V environ. Le circuit emploie un ampli opérationnel NE532 dont la moitié (A_1) sert de transformateur d'impédance, tandis que l'autre moitié (A_2) sert exclusivement d'amplificateur. La sortie s'étend de 0 à 5 V, c'est-à-dire 50 mV/K.

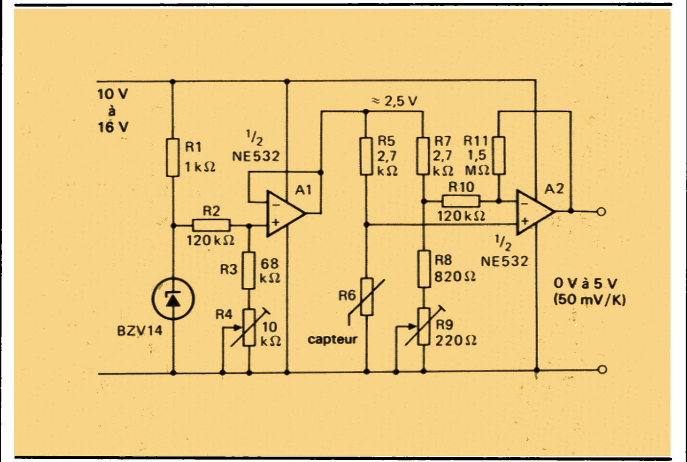
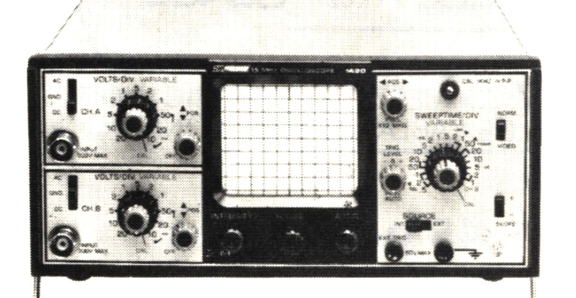


Fig. 16. – Réseau en pont simple donnant un signal fonction de la température entre 0 V et 5 V dans la plage de températures de 0° à 100 °C. S'il est correctement calibré, ce montage permet de mesurer la température avec une erreur de moins de ± 0,2 °C.

Le circuit est calibré aux extrêmes limites de sa plage de fonctionnement, d'abord en réglant R_9 pour obtenir une sortie 0 V à 0 °C, puis en réglant R_4 pour obtenir 5 V à 100 °C. Si la calibration est correcte, l'erreur du circuit, y compris les effets de la tension de saturation de l'étage de sortie A_2, peut être maintenue à ± 0,2 °C.

A. Petersen
Etude Philips R.T.C.

Pour vos dépannages sur le site
LE PLUS PETIT 2 x 15 MHz de



OSCILLOSCOPE 1420

B+K PRECISION DYNASCAN CORPORATION

- Utilisable à 20 MHz
- 10 mV/division
- Se loge dans un attaché-case ordinaire (8,9 cm de haut) × 22 × 30 cm
- Alimentation par batterie incorporée et sur secteur
- Séparateur synchro vidéo
- Base de temps 18 positions étalonnées
- Déclenchement TV lignes et trames
- X 10 —
- X Y, axe X sur canal B
- 3,6 kg seulement

AUTRES PRODUCTIONS

- FREQUENCEMETRES - COMPTEURS
- GENERATEURS DE FONCTIONS
- ANALYSEURS LOGIQUES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES
- CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
- TRANSISTOR METRES
- CAPACIMETRES
- GENERATEURS D'IMPULSIONS

— Catalogue sur demande —

BLANC MECA ELECTRONIQUE FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN
Tél. (54) 37.09.80 - Télex 750446

SERVICE-LECTEURS N° 3

USHIO *l'autre fournisseur de lampes*

Lampes à arc Hg et Xe

Lampes halogènes

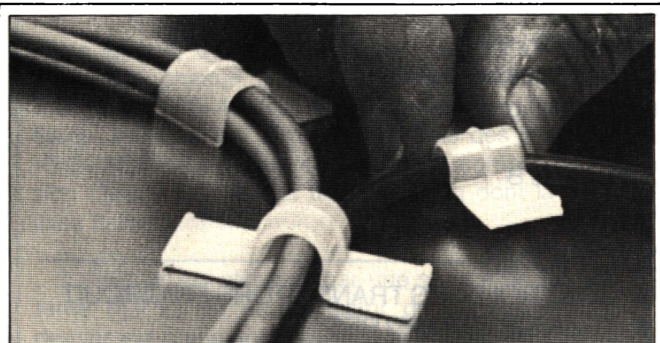
- pour la micro-électronique, de 75 à 3500 Watts
- durée de vie accrue
- prix très concurrentiels

documentation sur demande

ORIEL S.A.R.L. 7, rue Titon 75011 PARIS
tél. : (1) 371.00.60 Télex : 211558 F

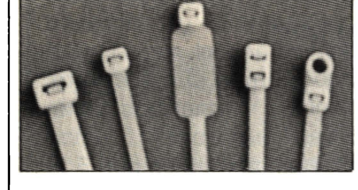
SERVICE-LECTEURS N° 4

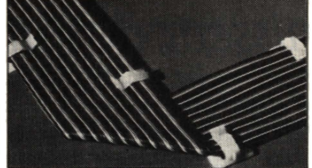
FIXATIONS CABLES





UNE NOUVELLE GÉNÉRATION D'ACCESSOIRES ET DE PROCÉDÉS POUR UNE PARFAITE MAITRISE DES PROBLÈMES DE CABLAGE





COLLIERS - BRIDES - ATTACHES - CLIPS
MANCHONS ISOLANTS - LIGATURES - SYSTÈMES D'ASSEMBLAGE ET DE DISPATCHING.

GAMME LARGEMENT DIVERSIFIÉE
PROCÉDÉS EXCLUSIFS.



BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
JOUY-LE-POTIER
45370 CLÉRY SAINT-ANDRÉ
® Tél. (38) 45.80.65

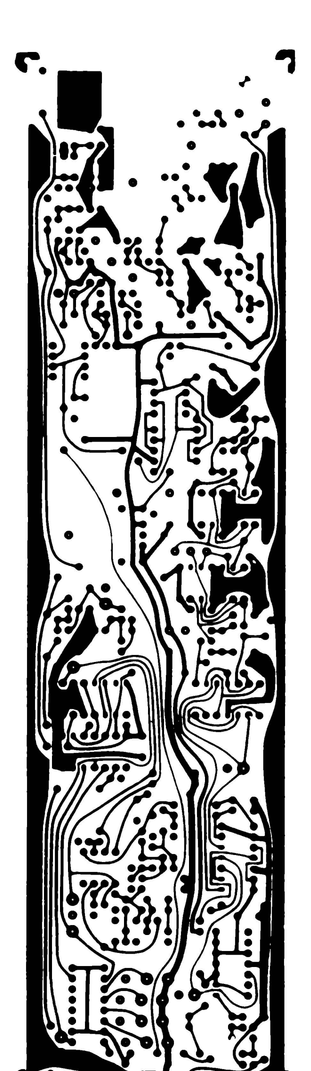
SERVICE-LECTEURS N° 5

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION DE CABLAGES ELECTRONIQUE

45 personnes sur 1 000 m² couvert à votre service à 60 mn de Paris

Proto classique 48 *heures.*
Proto métallisé 6 *jours.*





Fabrication industrielle et professionnelle de tout circuits imprimés simple face. double face. classique et à liaisons par trous metallisés. (Méthode Pattern uniquement)

25. route d'Orléans. 45610 CHAINGY
Tel. : (38) 88.86.67 lignes groupées.

SERVICE-LECTEURS N° 6



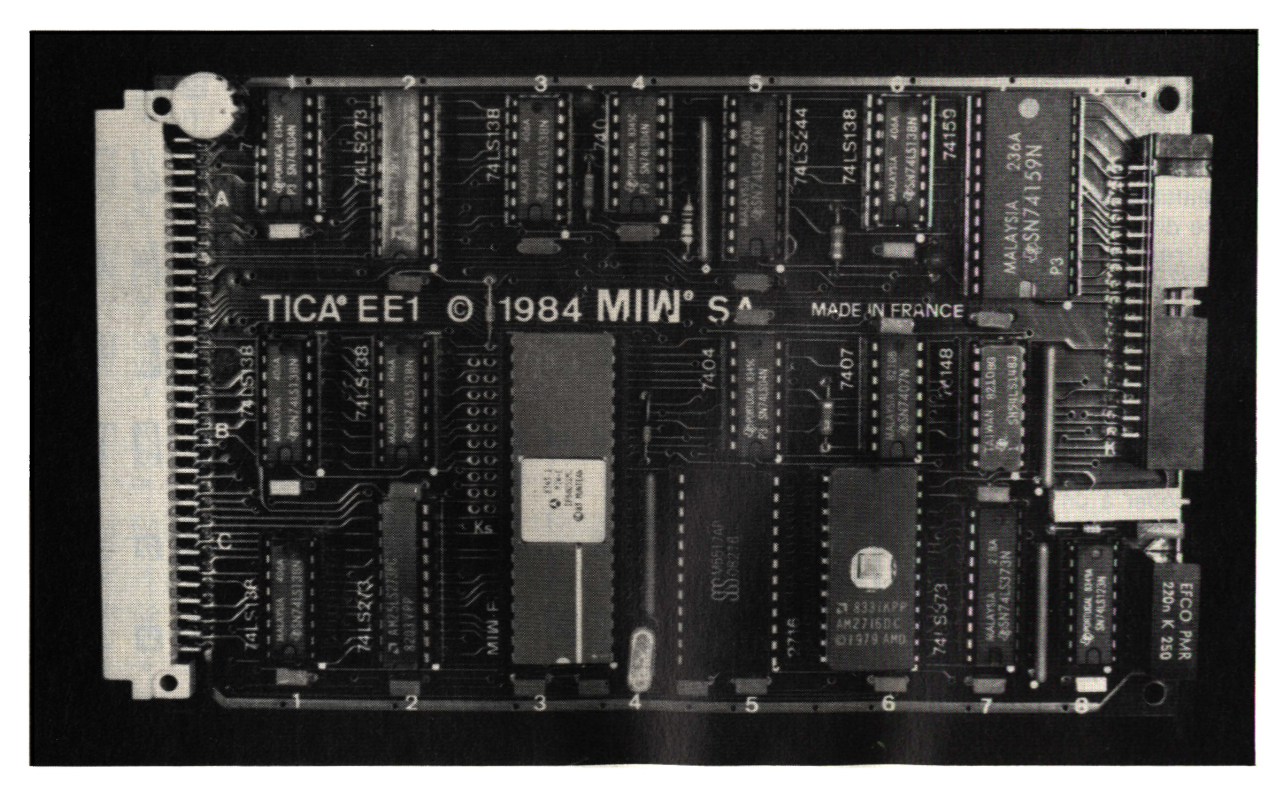
Découvrez un « super-microprocesseur »

(2e partie)

Dans notre précédent numéro (n° 39 – octobre-novembre 1984), aux pages 71 à 83, nous avons décrit la structure et le fonctionnement du microprocesseur MIW-E, version « habillée » du EF 6805 CT de Thomson-Efcis.

Ce composant servant de support à notre grand critérium d'applications, nous pensons utile de compléter votre information par quelques paragraphes annexes concernant les trois modes de caractères, le dictionnaire du MIW-E et quelques exemples de programmes « utilisateur ».

Vous trouverez au début de ce numéro le bulletin de participation dont la date limite d'envoi est fixée au 15 décembre.





Les 3 jeux de caractères

Comme nous l'avions vu dans notre précédent numéro, le MIW-E contient l'ensemble des générateurs de caractères nécessaires pour les trois configurations : 7 segments, 16 segments et matrice de points.

Voici, en annexe, la reproduction de ces trois jeux de caractères extraits de la notice du microprocesseur.

Le dictionnaire

Le dictionnaire du MIW-E regroupe, sur treize sections (DS 1 à DS 13), toutes les notations mnémoniques utilisées, avec leur signification précise.

On y trouvera aussi bien les codes des routines du logiciel résident, que les noms des signaux, des drapeaux, ou des paramètres.

Ce dictionnaire est rédigé en anglais : nous n'avons pas voulu le traduire, car cette opération aurait entièrement démantelé la savante correspondance existant entre les mnémoniques et l'abréviation des explications.

Nous ne doutons pas un seul instant que ceux de nos lecteurs qui auront pu nous suivre jusqu'ici ne soient parfaitement capables de comprendre ce vocabulaire très classique. D'ailleurs, même en français, la plupart des termes de ce dictionnaire sont utilisés sans vergogne dans le monde de l'informatique !

Tout comme les différentes figures illustrant l'article de notre précédent numéro, ce dictionnaire est un **document de référence** qu'il faudra consulter souvent lors des manipulations qui seront menées à même le matériel.

En effet, il serait plus que présomptueux de notre part que de prétendre avoir tout dit sur MIW-E en quelques pages ! Cet article n'a pour vocation que de procéder à un tour d'horizon presque complet des possibilités offertes par ce composant « pas comme les autres ». Nos lecteurs pourront ainsi évaluer la faisabilité des projets qu'ils envisagent de concrétiser sur MIW-E, étant bien entendu qu'une phase de « prise en main » s'imposera au moment de passer à la pratique.

Le jeu de caractères « 7 segments »

x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0		P	'	p
1	SOH	DC1 PFPRT	'	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2 XFTST	"	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	$ MFCLAD	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	BS EFBSP	CAN	(	8	H	X	h	x
9	HT EFSPC	EM	)	9	I	Y	i	y
A	LF EFCLR	SUB	*	:	J MFJSRU	Z	j	z
B	VT PFPFD	ESC	+ MFADP1	;	K		k	
C	FF	FS	,		L MFLDOT		l	
D	CR EFCRR	GS	- MFADM1	= MFCLDT	M		m	
E	SO	RS MFGNRM	.		N	^	n	
F	SI	US MFGMON	/	?	O	_ cursor	o	DEL



Le jeu de caractères « 16 segments »

x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0		P	'	p
1	SOH	DC1 PFPRT	'	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2 XFTST	"	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	$ MFCLAD	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	BS EFBSP	CAN	(	8	H	X	h	x
9	HT EFSPC	EM	)	9	I	Y	ı	y
A	LF EFCLR	SUB	*	:	J MFJSRU	Z	j	z
B	VT PFPFD	ESC	+ MFADP1	;	K		k	
C	FF	FS	,		L MFLDDT		l	
D	CR EFCRR	GS	- MFADM1	= MFCLDT	M		m	
E	SO	RS MFGNRM	.		N	-	n	
F	SI	US MFGMON	/	?	O	_ cursor	o	DEL

A ce stade, on appréciera la possibilité que présente le système de fonctionner « en solo », sur son seul logiciel résident, tout particulièrement son moniteur et son éditeur.

On se référera alors conjointement aux documenps spécifiqqes MIW-E, at au recueil d'instructions du EF 6805 CT, pour assembler dans la RAM utilisateur de petites routines faisant largement appel aux ressources résidentes.

On découvrira alors que quelques lignes de programme suffisent pour mettre sur pied des applications qui, sur un microprocesseur « nu », auraient nécessité plusieurs K-octets de logiciel. Rien de plus normal, au fond, puisque les 4 K-octets de la ROM interne de MIW-E se comportent comme des « pièces détachées » mises à la disposition du programmeur !

Quelques exemples

Il ne saurait ici être question de présenter ne fût-ce qu'une seule application concrète, car la description des parties matérielle et logicielle exigerait un article entier, sinon davantage.

Nous nous limiterons donc à fournir quelques petits programmes utilisant les seules ressources de MIW-E, et en particulier son afficheur.

Le lecteur familiarisé avec l'assembleur du EF 6805 CT (ou du 6800) sera probablement émerveillé par la simplicité de mise en œuvre de tâches pourtant singulièrement complexes. Puisse cet émerveillement lui donner l'envie de passer lui-même à la pratique, dans le cadre de cette occasion exceptionnelle offerte par *Electronique Application* dans son grand critérium 1984-1985.

Patrick Gueulle

Le jeu de caractères « matrice de points »

x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0		P	'	p
1	SOH	DC1 PFPRT	!	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2 XFTST	"	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	$ MFCLAD	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	BS EFBSP	CAN	(	8	H	X	h	x
9	HT EFSPC	EM	)	9	I	Y	i	y
A	LF EFCLR	SUB	*	:	J MFJSRU	Z	j	z
B	VT PFPFD	ESC	+ MFADP1	;	K		k	
C	FF	FS	,		L MLFDDT		l	
D	CR EFCRR	GS	- MFADM1	= MFCLDT	M		m	
E	SO	RS NFGNRM	.		N	^	n	
F	SI	US NFGNON	/	?	O	_ cursor	o	DEL

MIW®E

60 DICTIONARY Dictionary Section: DSi

MIW-E PIN CONFIGURATION DS1

```
   PIN = NOTATION
    01 = ⊥       = ground
    02 = XTAL    = crysTAL
    03 = EXTAL   = EXternal crysTAL
    04 = NMI     = Non-Maskable Interrupt
    05 = PITS    = Printer Input Timing Signal
    06 = RST     = ReSeT
    07 = 5V      = 5V power supply
    08 = PB0     = Port B0 I/O or ext. clock input
    09 = DTCRD   = Port B1 I/O or DaTa CaRrier Det.
    10 = RCTRC   = Port B2 I/O or ReC./TRansm. Clock
    11 = PB3-RxD= Uart Receiver Data
    12 = PB4-TxD= Uart Transmitter Data
 13-16 = KD0-KD3= Keyboard Display scanning
 17-19 = KA0-KA2= Keyboard Address
    20 = KGS     = Keyboard GS
    21 = 5VSTB   = Vcc STandBy for ram $90-$CF
    22 = P0A     = Page 0 Address decoding
    23 = M1      = opcode fetch
 24-29 = A08-A13= Address bus
 30-37 = AD0-AD7= Address/Data bus
    38 = R/W     = Read/Write
    39 = AS      = Address Strobe
    40 = E       = Enable output clock bus synchr.
```

MIW-E PROGRAMMED FUNCTIONS DS2

* NORMAL MODE

```
$08- EFBSP  = Editor Function Back SPace
$09- EFSPC  = Editor Function SPaCe
$0A- EFCLR  = Editor Function CLeaR buffer
$0B- PFPFD  = Printer Function Paper FeeD
$0D- EFCRR  = Editor Function CaRriage Return
$11- PFPRT  = Printer Function PRinT one line
$12- XFTST  = (General) Function TeST
$1F- NFGMON = Normal Funct. Go to MONitor mode
```

* MONITOR MODE — ASCII SYMBOL:

```
$1E- MFGNRM = Monitor Function Go to NoRMal mode
$24- MFCLAD = Monitor Function CLear ADdress      $
$2B- MFADP1 = Monitor Function ADdress +1         +
$2D- MFADM1 = Monitor Function ADdress -1         -
$30- $39    = hexadecimal characters            0-9
$3D- MFCLDT = Monitor Function CLear DaTa         =
$41- $46    = hexadecimal characters            A-F
$4A- MFJSRU = Monitor Function JSR User           J
$4C- MFLDDT = Monitor Function LoaD DaTa          L
```

LE DICTIONNAIRE

* ARITHMETIC ONLY

$11- AAD = Arithmetic ADdition
$12- ASB = Arithmetic SuBtraction
$13- AML = Arithmetic MuLtiplication
$14- ADI = Arithmetic DIvision
$21- ACI = Arithmetic Conversion Integer
$22- ACF = Arithmetic Conversion Fractional
$31- AIA = Arithmetic Input in Alpha
$32- AIB = Arithmetic Input in Beta
$41- AOA = Arithmetic Output from Alpha
$42- AOB = Arithmetic Output from Beta
$51- ASL = Arithmetic Shift Left
$52- ASR = Arithmetic Shift Right

DECODED ADDRESSES used for SCS DS3
(SCS = Special Control Signals)

$60- A60NU =
$61- DMONIA = Display MONitor Information Address
$62- DNDOIA = Display Non Decoded Only Inf. Addr.
$63- DNDL0A = Display Non Dec. Line 0 inf. Addr.
$64- D7SL0A = D. dec. 7 Segm. Line 0 inf. Addr.
$65- XINPEA = (General) INPut buffer Enable Addr.
$66- XOUTEA = (General) OUTput buffer Enable Addr.
$67- POTCEA = Printer OuT. dot Column Enable Addr.

$68- A68NU =
$69- DNDL1A = Display Non Dec. Line 1 inf. Addr.
$6A- D7SL1A = D. dec. 7 Segm. Line 1 inf. Addr.
$6B- D16L00A= D. 16 segm. Line 0 byte 0 inf. Addr.
$6C- D16L01A= D. 16 segm. Line 0 byte 1 inf. Addr.
$6D- D16L10A= D. 16 segm. Line 1 byte 0 inf. Addr.
$6E- D16L11A= D. 16 segm. Line 1 byte 1 inf. Addr.
$6F- A6FNU =

$70- A70NU =
$71- DML0C1A= D. dot Matrix Line 0 Column 1 Addr.
$72- DML0C2A= D. dot Matrix Line 0 Column 2 Addr.
$73- DML0C3A= D. dot Matrix Line 0 Column 3 Addr.
$74- DML0C4A= D. dot Matrix Line 0 Column 4 Addr.
$75- DML0C5A= D. dot Matrix Line 0 Column 5 Addr.
$76- DMIFCLA= D. dot Matrix InFormation CLear Addr
$77- DMDGPSA= D. dot Matrix DiGit PoSition Addr.

$78- A78NU =
$79- DML1C1A= D. dot Matrix Line 1 Column 1 Addr.
$7A- DML1C2A= D. dot Matrix Line 1 column 2 Addr.
$7B- DML1C3A= D. dot Matrix Line 1 Column 3 Addr.
$7C- DML1C4A= D. dot Matrix Line 1 Column 4 Addr.
$7D- DML1C5A= D. dot Matrix Line 1 Column 5 Addr.
$7E- DMCRSTA= D. dot Matrix Counter ReSeT Addr.
$7F- A7FNU =

($E8) DKP DISPLAY and KEYBOARD PARAMETERS DS4

0- DMNINH = Display of MoNitor INHibited
1- DN7INH = D. of Non dec. and 7 segm. dec. INHib.
2- D16INH = Display of 16 segment decoded INHibit.
3- DDMINH = Display of Dot Matrix INHibited
4- DDM2SP = D. of Dot Matrix double (2) SPeed scan
5- KARINH = Keyboard Auto Repeat INHibit
6- KTRAT0 = Keyboard TRanslat. Table 0 operational
7- KINT12 = Keyboard INhibit of Tables 1 and 2

($E9) PP PRINTER PARAMETERS DS5

0- PUCG/N = Printer User Character Generator/Not
1- PUPF/N = Printer User def. Paper Feed param/Not
2- PGRA/N = Print GRAphic / Normal
3- PUPD/N = Print UPside-Down / Normal
4- PNEG/N = Print NEGative / Normal
5- PENL/N = Print ENLarged / Normal
6- PRED/N = Print RED coloured / Normal
7- PIPF/N = Print with Inhibited Paper Feed/Normal

($EA) UP UART PARAMETERS DS6

0- UDINE = Uart Data INput Enable (pin PB3)
1- UDCDT = Uart Data Carrier DeTection (pin PB1)
2- UDOTE = Uart Data OuTput Enable (pin PB4)
3- UFRD3 = Uart FoRmat Definition bit 3 (Fig 49.2)
4- UFRD4 = Uart FoRmat Definition bit 4 (Fig 49.2)
5- UFRD5 = Uart FoRmat Definition bit 5 (Fig 49.2)
6- UTITE = Uart Transmitter InTerrupt Enable
7- URITE = Uart Receiver InTerrupt Enable

($EB) XP GENERAL PARAMETERS DS7

0- KIRTUN = Keyboard Inp. Routed To Uart N. logic
1- UIRTUN = Uart Input Routed To Uart Neg. logic
2- UIRTFN = Uart Inp. Routed To int. Funct. N. log
3- TSRTUN = TeSt funct. Routed To Uart Neg. logic
4- XPNU4 =
5- XPNU5 =
6- ERL/LR = Editor inp Right to Left/Left to Right
7- XON1AC = (General) ONly one (1) ACtion

($EC) AP ARITHMETIC PARAMETERS DS8

0- ALEOP0 = Arithm. Length of Ext. OPerand bit 0
1- ALEOP1 = Arithm. Length of Ext. OPerand bit 1
2- ALEOP2 = Arithm. Length of Ext. OPerand bit 2
3- APNU3 =
4- AFMD/B = Arithmetic ForMat Decimal / Binary
5- ACDA/B = Arithmetic CoDed in Ascii / Binary
6- AZLD/N = Arithm. Zero Leading/Not (blank lead.)
7- APNU7 =

($EE) XOUTC GENERAL OUTPUT CONTROL (L. ADDR $66) DS9

0- XONU0 =
1- XONU1 =
2- XONU2 =
3- XONU3 =
4- BUZZCN = BUZZer Control Negative logic
5- PRBCCT = Printer RiBbon Colour ConTrol
6- PPFDCT = Printer Paper FeeD ConTrol
7- PMOTCT = Printer MOTor ConTrol

XINPC GENERAL INPUT CONTROL (LATCH ADDR $65) DS10

0- KREPCN = Keyboard REPeat Control Neg. logic
1- KTT1EN = Keyboard Transl. Table 1 Enable N.l.
2- KTT2EN = Keyboard Transl. Table 2 Enable N.l.
3- XINU3 =
4- XINU4 =
5- XINU5 =
6- PRDRLD = Printer ReeD ReLay Detection
7- PRL/LR = Printer Right Left/Left-Right dectect.

($F0) IND INDICATOR BYTE DS11

0- IXUPPR = (General) User Program PResent
1- IMON/N = MONitor mode / Normal mode
2- IMUS/N = Monitor mode User Subroutine / Not
3- IXTEST = (General) TEST
4- IUOFFF = Uart Output FiFo Full
5- IUICER = Uart Input Char. ERror (set only)
6- IATROV = Arithmetic TRansfer Overflow
7- IAOPOV = Arithmetic OPeration Overflow

INTERNAL RAM PARAMETER BYTES DS12

$120- DNOOA = D. Non dec. Only Origin Addr. (rel.)
$121- DN7OA = D. Non dec. and dec. 7 segm. O.A (r)
$122- D16OA = D. dec. 16 segm. Origin Addr. (rel.)
$123- DDMOA = D. Dot Matrix Origin Addr. (rel.)
$124- DDMLS = Display Dot Matrix Length of String
$125- EDTOA = EDitor Origin Address (relative)
$126- EDTLS = EDiTor Length of String
$127- PRHOA = PRinter High Origin Addr. (absolute)
$128- PRLOA = PRinter Low Origin Addr. (absolute)
$129- PRTLS = PRinTer Length of String

USER PROGRAM PARAMETER BYTES (Uppb) DS13

$1000- URCHMA = Uppb Recognition CHaracter M Ascii
$1001- URCHMC = Uppb Recogn. CHar. M Compl. ascii
$1002- UPCGPA = Uppb Pr. Char. Gener. Page Addr.
$1003- UPCGNC = Uppb Pr. Char. Gener. Numb. Chars.
$1004- UPCGSC = Uppb Pr. Char. Gener. Start. Char.
$1005- UPPFLS = Uppb Pr. Paper Feed Length Signal

$1100- UKT0SA = Uppb Key Table 0 Start Address
$1180- UKT1SA = Uppb Key Table 1 Start Address
$1200- UKT2SA = Uppb Key Table 2 Start Address

```
                                   * 22.10.84 - UEF4
                                   ****************************************
                                   * MIW-E (C)84 EXEMPLE PROG UTILISATEUR *
                                   ****************************************
                                        OPT    NOP
                                   ****************************************
                                   * MIW-E (C) COPYRIGHT 1984 IOAN MONTANE*
                                   ****************************************
                                   ****************************************
                                   * CARACTERISTIQUES DU PROGRAMME  MIW-E *
                                   *--------------------------------------*
A 3000                                  ORG    $3000
                                   ****************************************
                                   * POINTS D'ENTREES ET TABLE D'INTERFACE*
                                   ****************************************
                                   *---------------------------------------
                                   *            NOMS D'ENTREES       X   A
                                   *---------------------------------------
A 3000      0003                 A PMIWE    RMB    3          Passif      -   -
A 3003      0003                 A EMIWE    RMB    3          Editeur     -   CC
A 3006      0003                 A FMIWE    RMB    3          Fonction    -   CC
A 3009      0003                 A MMIWE    RMB    3          Moniteur    -   CC
A 300C      0003                 A OMIWE    RMB    3          sort.uart   -   CC
A 300F      0003                 A AMIWE    RMB    3          Arithmet    AD  CD
                                   *CC=CoDe (CD) or Caractere    AD=ADdress
A 0090                                  ORG    $0090
                                   *--------------------------------------*
                                   *    ORGANISATION DE LA RAM INTERNE    *
                                   *--------------------------------------*
A 0090      0040                 A UAR1     RMB    64         RAM dispo.pr.util
A 00D0      0010                 A ASA      RMB    16         zn.travail Arithm
A 00E0      0001                 A R0       RMB    1          R0 - R6 registres
A 00E1      0001                 A R1       RMB    1          generaux utilises
A 00E2      0001                 A R2       RMB    1          par le  progiciel
A 00E3      0001                 A R3       RMB    1          MIW-E et le progr
A 00E4      0001                 A R4       RMB    1          utilisateur
A 00E5      0001                 A R5       RMB    1
A 00E6      0001                 A R6       RMB    1
A 00E7      0001                 A RCH      RMB    1          rgistre interface
A 00E8      0001                 A DKP      RMB    1          param.affic.clavr
A 00E9      0001                 A PP       RMB    1          param.impression
A 00EA      0001                 A UP       RMB    1          param.Uart
A 00EB      0001                 A XP       RMB    1          param.generaux
A 00EC      0001                 A AP       RMB    1          param.Arithmtique
A 00ED      0001                 A ADP      RMB    1          virg.Arithm.decim
A 00EE      0001                 A XOUTC    RMB    1          sort. de commande
A 00EF      0001                 A MDND     RMB    1          byte aff.N.D Mon.
A 00F0      0001                 A IND      RMB    1          byte INDicateur
A 00F1      0001                 A MDATA    RMB    1          donnees Moniteur
A 00F2      002E                 A MIWEH    RMB    46         reserve au MIW-E
A 0120      0001                 A DN00A    RMB    1          RAM interne avec
A 0121      0001                 A DN70A    RMB    1          parametres
A 0122      0001                 A D160A    RMB    1          voir DS12
A 0123      0001                 A DDMOA    RMB    1
A 0124      0001                 A DDMLS    RMB    1
A 0125      0001                 A EDTOA    RMB    1
A 0126      0001                 A EDTLS    RMB    1
A 0127      0001                 A PRHOA    RMB    1
A 0128      0001                 A PRLOA    RMB    1
A 0129      0001                 A PRTLS    RMB    1
A 012A      0040                 A UAR2     RMB    64         RAM dispo.pr.util
A 016A      0016                 A SPA      RMB    22         pointeur de pile
```

```
                                 ****************************************
                                 *    Fonctions executees par MIW-E     *
                                 *--------------------------------------*

                                 * MODE NORMAL

                 0008       A EFBSP  EQU     $08        EF   Esp. arriere
                 0009       A EFSPC  EQU     $09        EF   Espace avant
                 000A       A EFCLR  EQU     $0A        EF   Eff.zn edit.
                 000B       A PFPFD  EQU     $0B        PF   avance papier
                 000D       A EFCRR  EQU     $0D        EF   ret. chariot
                 0011       A PFPRT  EQU     $11        PF   imp. ligne
                 0012       A XFTST  EQU     $12        XF   TeST general
                 001F       A NFGMON EQU     $1F        NF   ent.rg MONit.

                                 * MODE MONITEUR

                 001E       A MFGNRM EQU     $1E        MF   ret.rg NoRMal
                 0024       A MFCLAD EQU     $24        $ MF eff. ADresse
                 002B       A MFADP1 EQU     $2B        + MF incr.ADresse
                 002D       A MFADM1 EQU     $2D        - MF decr.ADresse

                                 * $30-$39 = caracteres hexadecimal 0-9
                 003D       A MFCLDT EQU     $3D        = MF effac. donn.

                                 * $41-$46 = caracteres hexadecimal A-F
                 004A       A MFJSRU EQU     $4A        J MF st subr Util
                 004C       A MFLDDT EQU     $4C        L MF charg. donn.

                                 * ARITHMETIQUE

                 0011       A AAD    EQU     $11        A     ADdition
                 0012       A ASB    EQU     $12        A     Soustraction
                 0013       A AML    EQU     $13        A     MuLtiplicat.
                 0014       A ADI    EQU     $14        A     DIvision
                 0021       A ACI    EQU     $21        A     Conv.entiere
                 0022       A ACF    EQU     $22        A     Conv. Fract.
                 0031       A AIA    EQU     $31        A     ent.en Alpha
                 0032       A AIB    EQU     $32        A     ent.en Beta
                 0041       A AOA    EQU     $41        A     sort.d'Alpha
                 0042       A AOB    EQU     $42        A     sort.de Beta
                 0051       A ASL    EQU     $51        A     decal.gauche
                 0052       A ASR    EQU     $52        A     decal. droit

                                 *    CODES envoyes par la sortie de UART
                                 *CUIFF $0C     fifo d'ent.de l'Uart plein
                                 *CUIFE $13     fifo d'ent.de l'Uart vide
                                 *CUIER $18     code recu errone

A 1000                                   ORG     $1000

                                 ****************************************
                                 *BYTES PARAMETRIQUES & POINTS D'ENTREES*
                                 ****************************************
                                 *BYTES PARAMETRIQUES DU PRG UTILISATEUR*
                                 *--------------------------------------*

                                 * byte Recon.du Caract. "M" Ascii   !DS13
A 1000           4D         A URCHMA FCB     $4D

                                 * byte Recon.du Caractere "M" Complement
A 1001           B2         A URCHMC FCB     $B2

                                 * byte adres. page du Generat. de caract
A 1002           13         A UPCGPA FCB     UPCGH

                                 * byte nomb de Caract du Generat. exter.
A 1003           02         A UPCGNC FCB     $02

                                 * byte Premier Caract du Generat. exter.
A 1004           80         A UPCGSC FCB     $80

                                 * byte long. du signal d'avance papier
A 1005           FA         A UPPFLS FCB     250        Act qud PUPF/N=1

                                 *orig.de la table transcd. 0 =$1100 UKT0
                                 *orig.de la table transcd. 1 =$1180 UKT1
                                 *orig.de la table transcd. 2 =$1200 UKT2
```

```
A 1010                    ORG    $1010

                    ****************************************
                    *  POINTS D'ENTREES DU PGR UTILISATEUR *
                    *--------------------------------------*

                    * !  ATTENTION !
                    * Entrees 1-6,8 uniq. pr extens. special
                    * Entrees 9,10,11 l'utilisation de
                    * " JSR  xMIWE " se fait uniquement avec
                    * XON1AC = 1
                    * Entrees 7,9,12 pour prog. utilisateur

                    *1.Entr.pr.acces au Vect.Int. sOrt.Uart
A 1010 81           EUOIV  RTS            or JMP UOIV
A 1011 81                  RTS
A 1012 81                  RTS

                    *2.Entr.pr.acces au Vect. Int. du Timer.
                    * Util par MIW-E pr clavier et affichage
A 1013 81           ETMIV  RTS            or JMP TMIV
A 1014 81                  RTS
A 1015 81                  RTS

                    *3.Entr.pr.acces au Vect.Int. entr. Uart
A 1016 81           EUIIV  RTS            or JMP UIIV
A 1017 81                  RTS
A 1018 81                  RTS

                    *4.Entree  pr. acces au Vect. Int.  du
                    * logiciel. Non utilise par le MIW-E
A 1019 81           ESWIV  RTS            or JMP SWIV
A 101A 81                  RTS
A 101B 81                  RTS

                    *5.Entr. pr acces au Vecteur Int. du
                    * Port C. Non utilise par MIW-E
A 101C 81           EPCIV  RTS            or JMP PCIV
A 101D 81                  RTS
A 101E 81                  RTS

                    *6.Entr.pr.acces au Vecteur Int. EXterne
                    * Util.par MIW-E pr.commande imprimante
A 101F 81           EEXIV  RTS            or JMP EXIV
A 1020 81                  RTS
A 1021 81                  RTS

                    *7.Entr.pr acces au Vect Int. Non Masq.
                    * Non utilise par le MIW-E
A 1022 81           ENMIV  RTS            or JMP NMIV
A 1023 81                  RTS
A 1024 81                  RTS

                    *8.Entr.pr acces au Vect Int. de ReSet
A 1025 81           ERSTV  RTS            or JMP RSTV
A 1026 81                  RTS
A 1027 81                  RTS

                    *9.Entr.pr acces au fifo de la sOrt.Uart
A 1028 81           EUOT   RTS            or JMP UOT
A 1029 81                  RTS
A 102A 81                  RTS

                    *10.Entr.pr acces au fifo de l'entr.Uart
A 102B CC 1034    A EUIN   JMP    UIN     or RTS RTS RTS

                    *11. Entree pour acces au fifo clavier
A 102E CC 1040    A EKEY   JMP    KEY     or RTS RTS RTS

                    *12. Entree pour la boucle utilisateur
A 1031 CC 10A3    A ELOOP  JMP    LOOP    or RTS RTS RTS
```

```
                                    ****************************************
                                    *   DEBUT DU PROG UTILISATEUR  MIW-E   *
                                    ****************************************

                                    *--------------------------------------*
                 1034            A UIN     EQU     *        ENTREE UART
                                    *--------------------------------------*

                                    * Ex. 1A  Les caracteres de l'entr. uart
                                    * sont transmis a l'editeur si FUIRED= 1
A 1034 01 EE 06 103D UIN1    BRCLR   0,XOUTC,UINF FUIRED
A 1037 1E EB            A UIN2    BSET    7,XP       XON1AC
A 1039 CD 3003          A UIN3    JSR     EMIWE      >>>>>>>>
A 103C 4F                         CLRA
A 103D 1F EB            A UINF    BCLR    7,XP       XON1AC
A 103F 81                         RTS                Retour au MIW-E

                                    *--------------------------------------*
                 1040            A KEY     EQU     *        FCT TOUCHES UTIL
                                    *--------------------------------------*

A 1040 1E EB            A KEY1    BSET    7,XP       XON1AC

                                    *ACTIONS DEFINIES PAR L'UTILISATEUR EN *
                                    *FONCTION DE LA TOUCHE ACTIONNEE       *

                                    * EX. 1 Set/Rst de FUIRED (Flag Uart Inp
                                    * Routed to EDitor) pr analyseur de lign

A 1042 A1 01            A KEY10   CMP     #$01       code clavier $01
A 1044 26 08         104E         BNE     KEY20
A 1046 B6 EE            A KEY11   LDA     XOUTC
A 1048 A8 01            A         EOR     #%00000001 FUIRED
A 104A B7 EE            A         STA     XOUTC
A 104C 20 51         109F         BRA     KEYFZ

                                    * EX. 2 Envoi de "MIWE" a l'Uart

A 104E A1 02            A KEY20   CMP     #$02       code clavier $02
A 1050 26 16         1068         BNE     KEY30
A 1052 A6 4D            A KEY21   LDA     #'M
A 1054 CD 300C          A         JSR     OMIWE      >>>>>>>> M

A 1057 A6 49            A         LDA     #'I
A 1059 CD 300C          A         JSR     OMIWE      >>>>>>>> I

A 105C A6 57            A         LDA     #'W
A 105E CD 300C          A         JSR     OMIWE      >>>>>>>> W

A 1061 A6 45            A         LDA     #'E
A 1063 CD 300C          A         JSR     OMIWE      >>>>>>>> E

A 1066 20 37         109F         BRA     KEYFZ
```

```
* EX. 3 Prog. pour tester les fonctions
* arithmetiques et la duree d'execution
* a partir du code clavier $03. Avant de
* lancer l'exec. avc l'aide de l'editeur
* et du moniteur, nous allons definir l'
* operande 1 (zone Alpha), l'operande 2
* (zone Beta) & la valeur de AP dans $CE
* et sa fonction ds $CF ($CE et $CF sont
* des bytes en RAM Interne). Avec l'aide
* des 64 chiffres affiches (matrice par
* points) ns pouvons voir les operandes
* et les resultats.

1068 A1 03         A KEY30  CMP   #$03    code clavier $03
106A 26 34    10A0          BNE   KEYF

106C B6 CE         A KEY31  LDA   $CE     AP initial modif.
106E B7 EC         A        STA   AP      a l'aide du monit

1070 A6 80         A KEY32  LDA   #$80    ADP initial
1072 B7 ED         A        STA   ADP

1074 A6 31         A KEY33  LDA   #AIA    Charg. zn. Alpha
1076 AE 0A         A        LDX   #10     Adresse relative
1078 CD 300F       A        JSR   AMIWE   operande 1

107B A6 32         A KEY34  LDA   #AIB    Charg. zone Beta
107D AE 14         A        LDX   #20     Adresse relative
107F CD 300F       A        JSR   AMIWE   operande 2

1082 14 03         A KEY35  BSET  2,$03   frnt pos.patte 10

1084 B6 CF         A KEY36  LDA   $CF     Charg. fonction
1086 AE 00         A        LDX   #00     Adr.de l'oper.ext
1088 CD 300F       A        JSR   AMIWE   Execution fonct.

108B 15 03         A KEY37  BCLR  2,$03   Frnt neg.patte 10

108D A6 41         A KEY38  LDA   #A0A    Sort.de zn. Alpha
108F AE 2A         A        LDX   #42     Adresse relative
1091 CD 300F       A        JSR   AMIWE   resultat 1

1094 A6 42         A KEY39  LDA   #A0B    Sort.de zone Beta
1096 AE 34         A        LDX   #52     Adresse relative
1098 CD 300F       A        JSR   AMIWE   resultat 2

109B B6 EC         A KEY40  LDA   AP      Affic. AP en MDND
109D B7 EF         A        STA   MDND

109F 4F              KEYF2  CLRA

10A0 1F EB         A KEYF   BCLR  7,XP    XON1AC
10A2 81                     RTS           Retour au MIW-E
```

Δt

```
                                 *------------------------------------*
                   10A3      A LOOP    EQU     *        BOUCLE PRINCIPALE
                                 *------------------------------------*
                                 * EX. 4 Redefinition des Parametres

           10A3 12 EB        A LOOP0   BSET    1,XP     VIRTUN (PAS ECHO)

           10A5 A6 20        A LOOP1   LDA     #32
           10A7 C7 0124      A         STA     DDMLS    DS12

           10AA A6 3E        A LOOP2   LDA     #62
           10AC C7 0126      A         STA     EDTLS    DS12
           10AF A6 0A        A         LDA     #EFCLR
           10B1 CD 3006      A         JSR     FMIWE    >>>>>>>>

           10B4 A6 10        A LOOP3   LDA     #$10
           10B6 B7 E8        A         STA     DKP      DS4

           10B8 A6 14        A LOOP4   LDA     #ADI     DS2
           10BA B7 CF        A         STA     $CF      fonction initiale

           10BC A6 37        A LOOP5   LDA     #%00110111
           10BE B7 EC        A         STA     AP       DS8
           10C0 B7 CE        A         STA     $CE      AP Initial
                               *>>>>>>>>
           10C2 CD 3000      A LOOP10  JSR     PMIWE

                   10C5      A LOOP11  EQU     *        BOUCLE PRINCIPALE

           10C5 20 FB     10C2 LOOPF   BRA     LOOP10   >>>>>>>>

                               *------------------------------------*
                               *   TABLE DE TRANSCODAGE DU CLAVIER    *
                               *------------------------------------*
           1100                        ORG     $1100    *******UKT0******

           1100    30        A         FCB     $30      PR CODE  00 ->$30
           1101    38        A         FCB     $38      PR CODE  01 ->$38
                               *       ...     et ainsi pour 128 bytes

           1180                        ORG     $1180    *******UKT1******

           1180    40        A         FCB     $40      PR CODE  00 ->$40
           1181    41        A         FCB     $41      PR CODE  01 ->$41
           1182    42        A         FCB     $42      PR CODE  02 ->$42
                               *       ...     et ainsi pour 128 bytes

           1200                        ORG     $1200    *******UKT2******

           1200    50        A         FCB     $50      PR CODE  00 ->$50
           1201    51        A         FCB     $51      PR CODE  01 ->$51
           1202    52        A         FCB     $52      PR CODE  02 ->$52
                               *       ...     et ainsi pour 128 bytes

           1300                        ORG     $1300

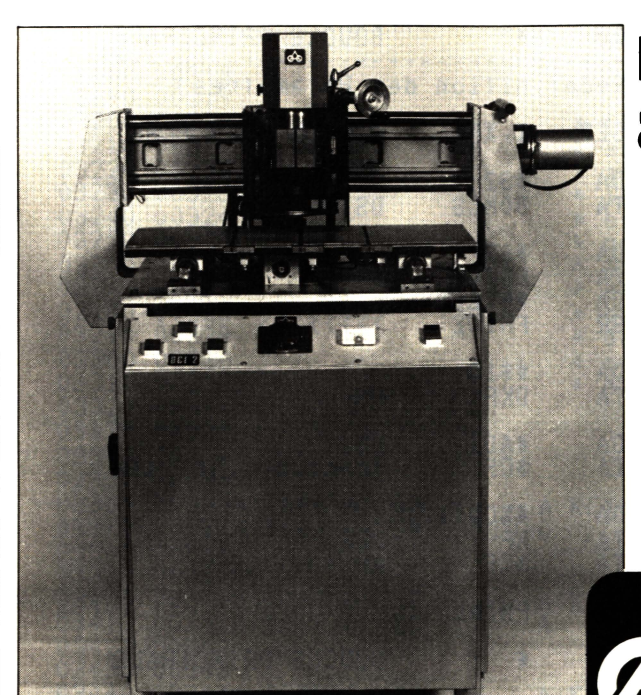
                               ***************************************
                               *generat.de caract.UTIL.POUR IMPRIMANTE*
                               *-------------------------------------*
                   1300      A UPCG    EQU     *
                   0013      A UPCGH   EQU     UPCG!>8

                               * generateur de caract. pour le code $80
           1300    7F        A         FCB     %01111111
           1301    41        A         FCB     %01000001
           1302    5D        A         FCB     %01011101
           1303    55        A         FCB     %01010101
           1304    5D        A         FCB     %01011101
           1305    41        A         FCB     %01000001

                               * generateur de caract. pour le code $81
           1306    41        A         FCB     %01000001
           1307    49        A         FCB     %01001001
           1308    5D        A         FCB     %01011101
           1309    49        A         FCB     %01001001
           130A    41        A         FCB     %01000001
           130B    7F        A         FCB     %01111111

                                       END
TOTAL ERRORS 00000--00000
```

originalité française



machine à détourer à commande numérique

- Une tête
- Programmation par clavier
- Maintien des pièces en fin de détourage
- Blocage pneumatique des pions de "locating"
- Mémoire statique 1000 pas programme
- Vitesse de broche réglable : jusqu'à 35 000 t/min.
- 5 avances de fraisage : jusqu'à 1 200 mm/min.

Options :
- rainurage des C.I. rigides et flex rigides
- mémoire à cassette
- caméra de positionnement
- système de "contourning"



birgépub 479

ATELIER D'OUTILLAGE ORLÉANAIS
226, faubourg Saint-Vincent - 45000 Orléans - Tél. : (38) 86.48.60

SERVICE-LECTEURS N° 7

SM 90 cnet

MINI-ORDINATEURS

TELMAT

UNE GAMME
UN SERVICE
UN ESPRIT....

TELMAT BP 12/10 RUE DES CHARRONS 68360 SOULTZ **(89) 48-25-72**

SERVICE-LECTEURS N° 8



Comment charger un programme sans lecteur de disquettes

Voici une application inédite et originale, centrée autour d'un Apple II+, dont le but est de charger un programme utilisateur et de lancer son exécution, et ce, sans la présence de lecteur de disquettes.

L'utilité de cette application peut être importante, dans une ambiance industrielle (humidité, vibrations, etc.) où la présence d'un lecteur de disquettes est déconseillée mais où il faut cependant charger un programme et l'exécuter.

Description du système

Il s'agit de charger en mémoire vive (à la mise sous tension ou après un « Reset ») un programme stocké sur une carte ROM (EPROM 2716) logée dans le Slot 0 (carte **Californian Computer** CCS 7114a).

Cette carte permet de remplacer tout ou partie du programme « Moniteur » (contenu dans la ROM F8) et d'ajouter une application en langage machine ou en Basic. A la mise sous tension, une ligne d'inhibition permet de désélectionner les mémoires installées sur la carte mère de l'Apple.

Les circuits mémoires de la carte sont alors sélectionnés.

Ils peuvent être soit des ROM (2316) ou des EPROM (2716).

Le programme décrit ci-après va :

– transférer en RAM un programme contenu sur la carte.

– Désarmer la carte installée en Slot 0 et rendre le contrôle à la carte mère.

Configuration minimale de l'application

Elle doit comprendre : un Apple II+ ; une carte (**CCS 7114**) dans le Slot 0.

Les six EPROM 2716 sur la carte contiennent : un programme en Basic qui sera transféré à son adresse habituelle d'implantation ($801) ; un programme de transfert (en binaire) du proramme Basic depuis les EPROM de la carte dans la mémoire centrale.

Organisation de la carte extension

Les circuits (au nombre de six) occupent les adresses des ROM de la carte mère **(tableau 1)**.

Tableau 1

numéro (extension)	(Apple)	adresse
U2	F8:	F800-FFFF
U4	E8:	E800-EFFF
U6	D8:	D800-DFFF
U3	F0:	F000-F7FF
U5	E0:	E000-E7FF
U7	D0:	D000-D7FF

```
   ESPACE MEMOIRE

                                                         -------------------------
APPLE                                                    :
                                                         :    CCS
                                                         :    fin espace    CARTE
moniteur......  64k . ROM F8        F800-FFFF :          64k  U2
interpreteur    62k . ROM F0        F000-F7FF :          62k  U3
APPLESOFT       60k . ROM E8        E800-EFFF :          60k  U4
                58k . ROM E0        E000-E7FF :          58k  U5
                56k . ROM D8        D800-DFFF :          56k  U6
   ...........  52k . ROM D0        D000-D7FF :          52k  U7
                    .                         :    debut espace  CARTE
adresse I/O...  48k .               C000-CFFF -------------------------
                    .
                    .
                    .
                    .
                    .                                    "
                    .                                    "
page 2 H.R.     16k .               4000-5FFF      DISPONIBLE POUR
                    .                              L'UTILISATEUR
                    .                                    "
page 1 H.R.      8k .               2000-3FFF            "
                    .
                    .
                    .
programme           .
utilisateur      2k .               0800-xxxx      LE PROGRAMME BASIC
applesoft           .                              DEBUTE EN $801.
                    .
memoire             .
ecran            1k .               0400-07FF
                    .
ram disponible      .               0300-03FF      UTILISABLE POUR DE
                    .                              COURTS PROGRAMMES .
buffer clavier      .               0200-02FF
                    .
pile                .               0100-01FF
                    .
page zero           .               0000-00FF      UTILISEE PAR LE
                                                   SYSTEME(pointeurs).


FONCTION        ADRESSE             ADRESSE        COMMENTAIRE
                                     HEXA.
```

Tableau 2

Cette carte possède un interrupteur à 2 positions, accessible de l'extérieur.

En position « Basse », la carte est désactivée, l'Apple démarre normalement.

En position « Haute », la carte est activée et le programme sur la carte est lancé à la mise sous tension.

Afin de mieux comprendre le rôle de la carte et du programme, l'espace mémoire de l'Apple est décrit par le **tableau 2.**

Dans la partie droite du tableau, sont donnés des commentaires sur l'utilisation de la zone mémoire par le système.

Ce qui se passe à la mise sous tension

Sans la carte, ou avec la carte désactivée

Le programme qui se déroule est celui contenu dans la ROM « Moniteur ». Ce programme, écrit en binaire, donne le contrôle à l'interpréteur Basic après avoir effectué de nombreuses tâches. Celles-ci sont exposées dans l'ouvrage *« Apple II reference manual »*, le listing de la ROM « auto start » les décrivant entièrement.

Carte activée

Il y a transfert en RAM du programme Basic à charger (de taille inférieure à 12 K-octets) en 100 ms.

Il y a apparition d'un message personnalisé.

Le rechargement est automatique à chaque « Reset ».

Détail du démarrage

A la mise sous tension, le 6502 va chercher l'adresse de début en $FFFC et $FFFD non pas dans la ROM F8 de l'Apple, mais dans l'EPROM U2 de la carte.

Le programme fait afficher « RESET » à la place de « APPLE II ». Il faut effectuer un « Reset », ce qui lance le transfert et rend la main au Basic. Il suffit de lancer le programme par « RUN », et le programme qui vient de se charger s'exécute.

La taille maximale de ce programme, s'il était sur disquette, occuperait 50 secteurs. Ici il est chargé en moins de 100 ms.

Une fois lancé, il est possible de faire tout ce qu'il est usuel de faire avec un Apple, mais à chaque « Reset » effectué, il y aura rechargement en mémoire centrale du programme stocké dans la carte.

Description du programme

Ce programme, qui sera adressé aux lecteurs intéressés sur simple demande, a été écrit et assemblé à l'aide de l'assembleur Lisa.

Le programme binaire est constitué de deux parties :

– un module de recopie en mémoire vive de la partie indispensable du moniteur (ROM F8) pour la mise en route. Cette partie débute en $FF5F et occupe 161 octets ($A1) ;

– un module d'installation du programme Basic. Cette partie débute en $D000 et occupe 171 octets ($AB).

Le programme Basic à transférer occupera le reste, à savoir : de $D0AB à $FF5E, ce qui fait une taille maximale de 11 956 octets (12 Ko = 12 288 octets).



Pour obtenir le plus de place pour le programme Basic, il a été nécessaire de réduire le plus possible les deux programmes binaires.

C'est ce qui explique la technique utilisée : plutôt que de réécrire un programme, on recopie le moniteur en mémoire vive à une adresse quelconque.

Les parties jugées intéressantes sont situées aux adresses :

$FA62, $FAB4, $FB09, $FB60.

Elles font appel à de nombreuses sous-routines du moniteur (INIT, SETNORM, SETVID, SETKBD, SETAN0, SETAN1, CTRAN2, CLRAN3, CLRROM, TITLE...).

Elles stockent des informations en RAM (page 3, adresses $3F2, $3F3, $3F4) nécessaires au bon fonctionnement des programmes.

Ces programmes ne seront pas repris dans les EPROM car ils sont déjà présents en ROM sur la carte mère, mais ils seront transférés ailleurs, adaptés à l'application, et les adresses seront modifiées pour tenir compte de la nouvelle implantation.

Le problème est que les deux champs mémoires (carte et ROM autostart) ont la même adresse et qu'il sera nécessaire de jongler entre ces deux espaces qui ne peuvent être atteints simultanément.

C'est le rôle des deux modules décrits ci-après. Ils vont réécrire des programmes et exécuter une mise sur « orbite » en plusieurs phases, comparable à un lancement de fusée à étages.

Le programme implanté en $FF5F

A la mise sous tension, le CPU lit les adresses de « Reset » : $FFFC et $FFFD. Si la carte est activée (interrupteur en position haute), il y trouve l'adresse $FF5F, c'est là que débute le programme.

- On transfère tout les octets depuis l'adresse DEMIL ($FF6D) jusqu'à la fin ($FFFF) en RAM ($2000) et saut en $ 2000. Cette adresse sera ensuite occupée par le programme Basic, et n'est utilisée que temporairement.

- Le programme qui vient d'être transféré désarme la carte, ce qui permet de pouvoir accéder aux mémoires mortes contenant le moniteur et d'en recopier les parties utiles (celles qui auraient été exécutées si le démarrage s'y était fait) en page 3 de la mémoire.

– Le programme débutant en $FA62 (« RESET » de la ROM autostart) et se terminant $50 octets plus loin est réécrit en $300.

– La sous-routine « APPLE II » ($FB60 - $FB6E) est réécrite en $3B0-$3BE.

– La sous-routine « TITLE » est modifiée pour afficher « RESET ! » ($FB09 - $FB10).

– Les octets ($FAB4 - $FAD9) sont transférés en $352 et le programme est modifié pour pouvoir être exécuté. (En effet, les adresses ne correspondent plus !)

– Le programme transféré (moniteur adapté) est exécuté.

Le vecteur de « Reset » a été modifié, (c'est devenu $03E4). A cette adresse, il y a maintenant le programme qui était situé aux adresses $FFEB-$FFF0 dans la carte.

En faisant un « Reset », on exécute donc l'instruction qui arme à nouveau la carte. On saute ensuite en $D000 dont on étudie le déroulement.

Le programme implanté en $D000

Il écrit un message en mémoire écran (les trois lignes MSG1, MSG2 et MSG3). Il indique en clair à l'écran qu'il faut exécuter le lancement par l'écriture de « RUN » au clavier.

Il transfère le programme implanté de $D0AB à la valeur maximale $FF5E en transférant les octets par pages de 256.

Il y a ensuite saut à la routine $3EA qui était écrite précédemment en $FFF1-$FFF6, qui désarme définitivement la carte et donne la main à l'interpréteur Basic.

Remarque : Pour une application de ce programme, les paramètres importants sont :

– le nombre de pages (#NOMBR) ligne 172 et 224 ;

– l'adresse de fin,
poids fort (#PFORT) ligne 167 et 244
poids faible (#PFAIB) ligne 168 et 239.

Il est possible de fixer arbitrairement #NOMBR à $2F, qui est le maximum.

Cette fois, la visu, le clavier, les ports sont correctement configurés, le programme utilisateur est en mémoire, les pointeurs sont en place, il suffit de lancer le programme.

Adaptation à un programme utilisateur

Le **tableau 3** donne la liste des octets ($4000-$40AB) et ($6F58-$6FFF) illustrant les explications qui suivent.

- Il faut charger le programme Basic en mémoire.

Il faut disposer d'un programmateur d'EPROM pour programmer les 2716. Ce programmateur recopie un espace mémoire dans les 2716.

```
4000- A0 0E B9 5B D0 99 FF 05      6F58- 00 00 00 00 20 00 00 A2
4008- 88 D0 F7 A0 1E B9 69 D0      6F60- 93 BD 6C FF 9D FF 1F CA
4010- 99 4F 04 88 D0 F7 A0 23      6F68- D0 F7 4C 00 20 AD 81 C0
4018- B9 87 40 99 4F 06 88 D0      6F70- A6 50 BD 61 FA 9D FF 02
4020- F7 A9 AB 85 C9 A9 D0 85      6F78- CA D0 F7 A6 10 BD 5F FB
4028- CA A9 00 85 CB A9 08 85      6F80- 9D AF 03 CA D0 F7 A9 A2
4030- CC A2 00 A0 00 B1 C9 91      6F88- 8D A7 03 8D AD 03 A9 D2
4038- CB 88 D0 F9 E6 CA E6 CC      6F90- 8D A8 03 A9 C5 8D A9 03
4040- CA 30 02 D0 F0 A9 00 85      6F98- 8D AB 03 A9 D3 8D AA 03
4048- 69 85 6B 85 6D 85 AF A9      6FA0- A9 D4 8D AC 03 A9 A1 8D
4050- 00 85 6A 85 6C 85 6E 85      6FA8- AE 03 A9 B0 8D 45 03 A9
4058- B0 4C EA 03 A0 A0 A0 CF      6FB0- 03 8D 46 03 A9 A6 8D B6
4060- CB A0 C3 C8 C1 D2 C7 C5      6FB8- 03 A9 03 8D B7 03 A2 11
4068- A0 A1 10 0F 15 12 20 0C      6FC0- BD 50 20 9D 46 03 CA D0
4070- 01 0E 03 05 12 20 0C 05      6FC8- F7 A2 26 BD B3 FA 9D 51
4078- 20 10 12 0F 07 12 01 0D      6FD0- 03 CA D0 F7 A9 7D 8D 4A
4080- 0D 05 20 14 01 10 05 12      6FD8- 03 A9 E4 8D 3A 03 A9 E3
4088- A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0      6FE0- 8D 4D 03 A9 03 8D 33 03
4090- D2 D5 CE A0 A0 D3 D5 C9      6FE8- 4C 00 03 8D 80 C0 4C 00
4098- D6 C9 A0 A0 A0 A0 C4 C5      6FF0- 40 8D 81 C0 4C 03 E0 59
40A0- A0 A0 A0 A7 D2 C5 D4 D5      6FF8- FA E4 03 A6 5F FF 40 FA
40A8- D2 CE A7 00 00 00 00 00
*
```

Tableau 3



Par exemple, si c'est la zone $4000-$6FFF qui est utilisée :

- Il faut écrire le module $D000 en $4000 jusqu'à $40AA.
- Il faut écrire le module $FF5F en $6F5F jusqu'à $6FFF.
- Il faut transférer le programme Basic en mémoire vive entre $40AB et $6F5E.

La lecture des cases mémoire $69 et $6A (page zéro) en donne l'adresse de fin.

Il occupe donc les octets entre $800 et cette adresse.

Ces deux octets sont notés « PFAIB » et « PFORT » dans le listing. Il faut donc (si ce n'est fait par l'assembleur) :

– Modifier les octets :

$4046 (ligne 239 $D046),
$4050 (ligne 244 $D050) ;

– Préciser la longueur du programme « NOMBR » ;

– Modifier l'octet $4032 (ligne 224 $DO32).

- Il faut enfin transférer le programme Basic de $800 en $40AB, ceci peut se faire par la commande suivante :

* 40AB < 800. (adresse de fin) M <CR>

- Cette fois, tout est en place et il est possible de programmer les EPROM en écrivant successivement l'espace $4000-$6FFF par paquet de 2 Ko dans les 2716.

Une remarque : toutes les 2716 n'ont pas les mêmes « performances » et l'auteur a constaté que certaines marques étaient mieux adaptées que d'autres.

Utilité de ce programme

L'application principale réside dans le cas où une ambiance hostile (humidité, poussières, vibrations...) règne dans l'environnement de l'ordinateur, ce qui nuirait au bon fonctionnement d'un lecteur de disquettes.

Une autre application est la suivante : si le programme à exécuter est figé et ne nécessite pas de stockage sur disquette, le transfert et le lancement se font très rapidement (un dixième de seconde typiquement pour un programme de 12 Ko).

Ce programme, une fois installé, a donné toute satisfaction à l'auteur.

Bibliographie

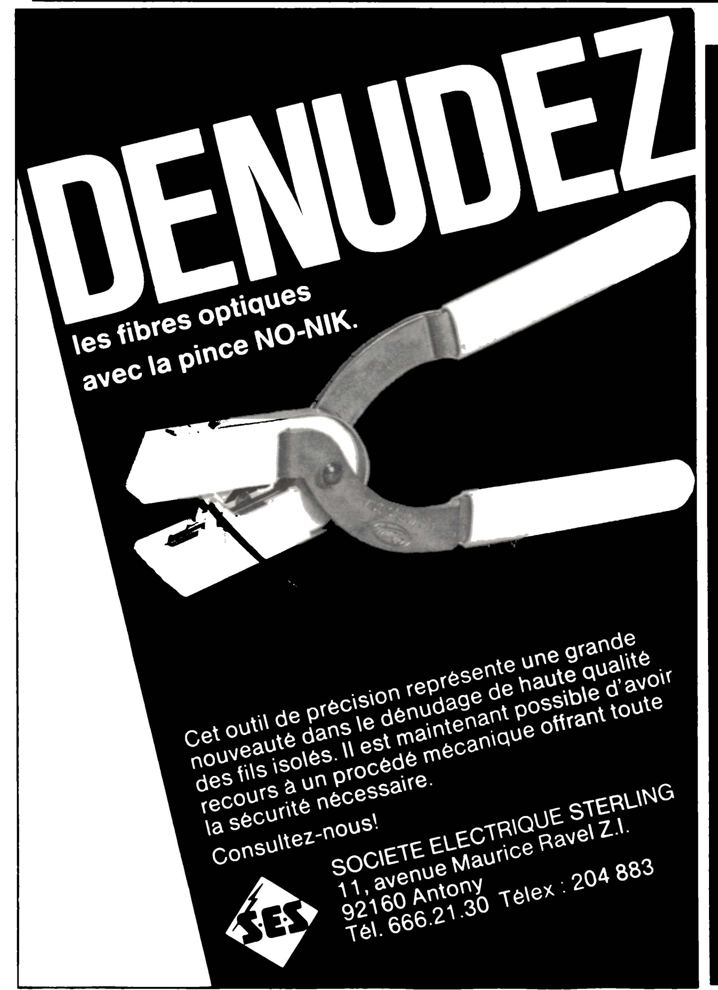
[1] Apple II reference manuel.
[2] Apple II monitor peeled.
[3] Documents *CCS*.

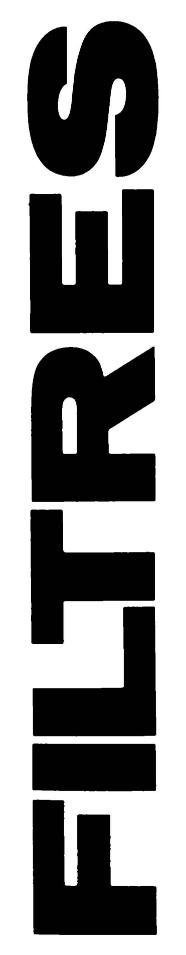
M. Decker

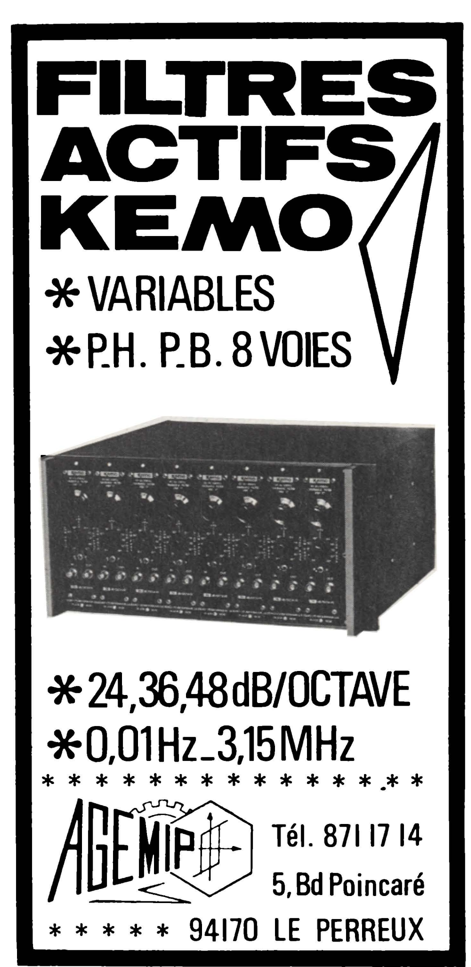
Le « listing » complet du programme utilisateur, qui fait l'objet de cet article, présente en fait une utilisation assez particulière de l'Apple II+.

Compte tenu de sa longueur, il ne serait pas aisé de le transcrire dans ces pages. C'est pourquoi les lecteurs intéressés pourront, s'ils le souhaitent, contacter directement l'auteur aux coordonnées suivantes :

M. Decker, département
Génie électrique,
Institut universitaire de
Technologie, 34075 Montpellier
Cedex, qui leur fournira toutes indications complémentaires.







SERVICE-LECTEURS N° 9

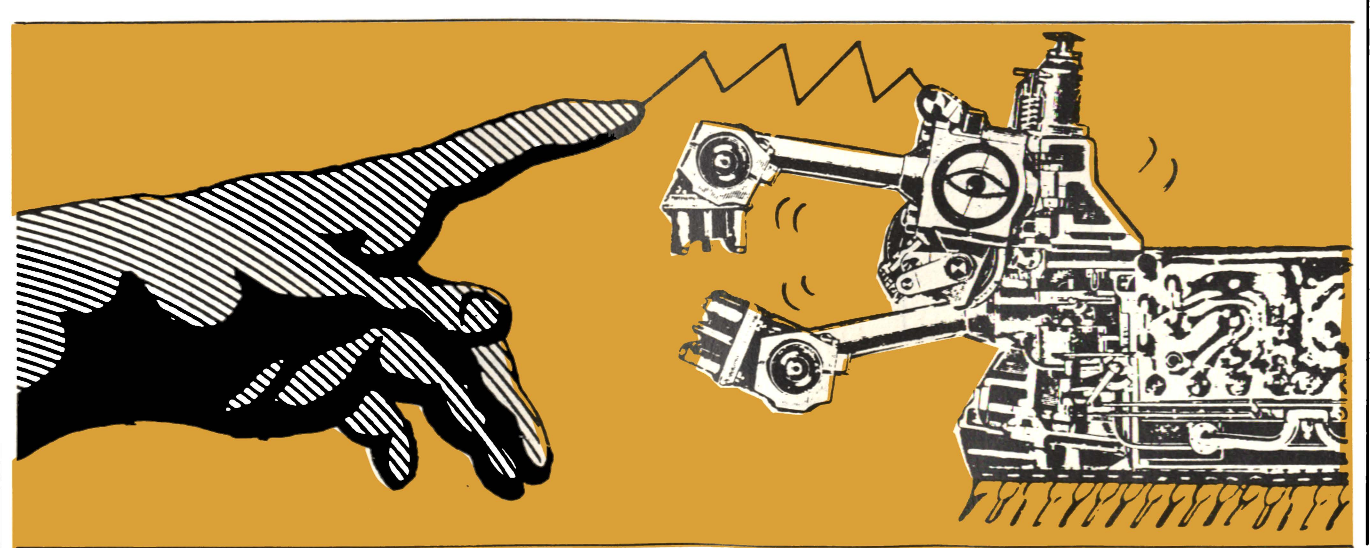


Commande de hacheur par micro-ordinateur :

introduction aux circuits programmables

Le micro-ordinateur utilisé pour la commande de machines complexes et le pilotage d'expériences se révèle un outil merveilleux par sa flexibilité, sa précision, sa puissance et sa rapidité de traitement des données. Les développements actuels ou prévisibles de la robotique illustrent bien ces constatations.

Le système proposé ici a été destiné initialement à introduire expérimentalement la notion de circuits électroniques programmables auprès d'élèves de l'enseignement technique. L'idéal serait que le programme soit écrit par celui qui le fera fonctionner, l'exemple présenté n'étant qu'un modèle de réalisation, de façon à éviter la manipulation « presse-boutons » masquant la méthode sous-jacente. Nous avons donc choisi un système le plus simple possible qui ne nécessite pas, dans un premier temps, la réalisation de circuit d'interface physique compliqué.



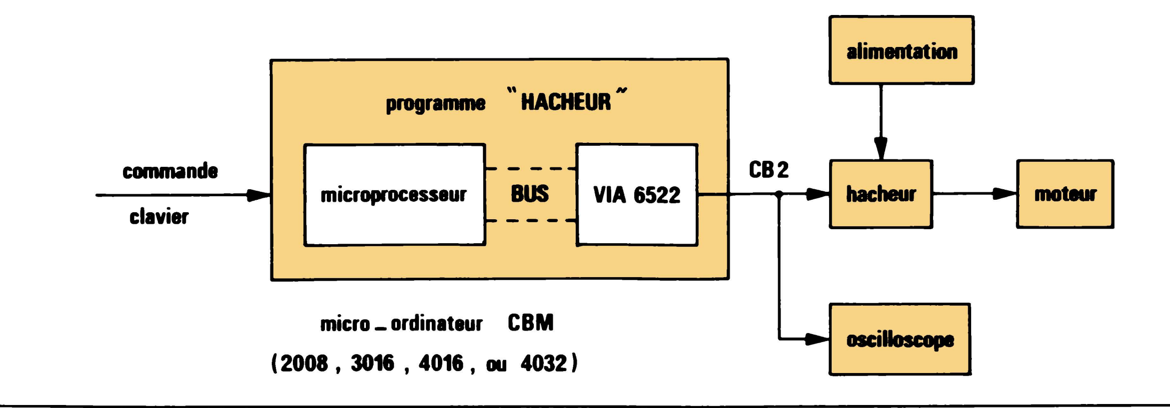


Fig. 1.

Principe

Une tension rectangulaire est disponible sur la broche CB2 **(fig. 1)** du port utilisateur du micro-ordinateur. Sa fréquence et son rapport cyclique sont réglables par l'intermédiaire du clavier. Cette tension peut commander le fonctionnement d'un hacheur et ainsi agir sur la fréquence de rotation d'un moteur à courant continu.

Nous proposons pour ce faire le schéma le plus simple d'un hacheur série, adapté à une première expérimentation, sans développer ici le fonctionnement d'un tel dispositif, renvoyant pour cela le lecteur par exemple à la référence [6].

Bien entendu, selon les objectifs recherchés, on pourra utiliser un système plus élaboré incluant des protections et des aides à la commutation [7].

La **figure 2** donne le schéma théorique du hacheur, dans lequel :

– V représente la tension de commande ;
– D est une diode de « roue libre » ;
– E est une source de tension (alimentation de puissance) ;
– E' est l'alimentation du coupleur opto-électronique ;
– S_1, S_2 et S_3 sont des résistances de faible valeur ;
– T, enfin, est un transistor de puissance, Darlington ou MOS.

La liste des instructions en Basic du programme « hacheur » figure au **tableau 1**.

Utilisation

Après réalisation du montage et lancement du programme, le mode d'emploi et l'état de la tension délivrée sur CB2 sont affichés en permanence sur l'écran ainsi que le montrent les figures des **tableaux 2 et 3**.

– Ecran 1 (à la mise en route).

Le moteur ne tourne pas, pour le faire démarrer, il faut taper successivement « G » puis « > » **(tableau 2).**

– Ecran 2 (en fonctionnement).

Le moteur tourne, il est possible de le stopper, de l'accélérer, de le ralentir, de modifier la fréquence de hachage **(tableau 3).**

Le rapport cyclique de la tension de commande du hacheur peut prendre les valeurs suivantes :

0 - 0,125 - 0,25 - 0,375 - 0,5 - 0,625 - 0,75 - 0,875

Sa fréquence est réglable depuis 243 Hz jusqu'à 20 833 Hz.

Aucune protection n'étant incluse dans cette version simplifiée, en cas de coupure accidentelle de la tension d'alimentation du hacheur, on veillera à ce que le rapport cyclique soit égal à zéro avant de remettre sous tension, sous peine de destruction immédiate du transistor de puissance, l'intensité du courant de démarrage étant en général trop élevée.

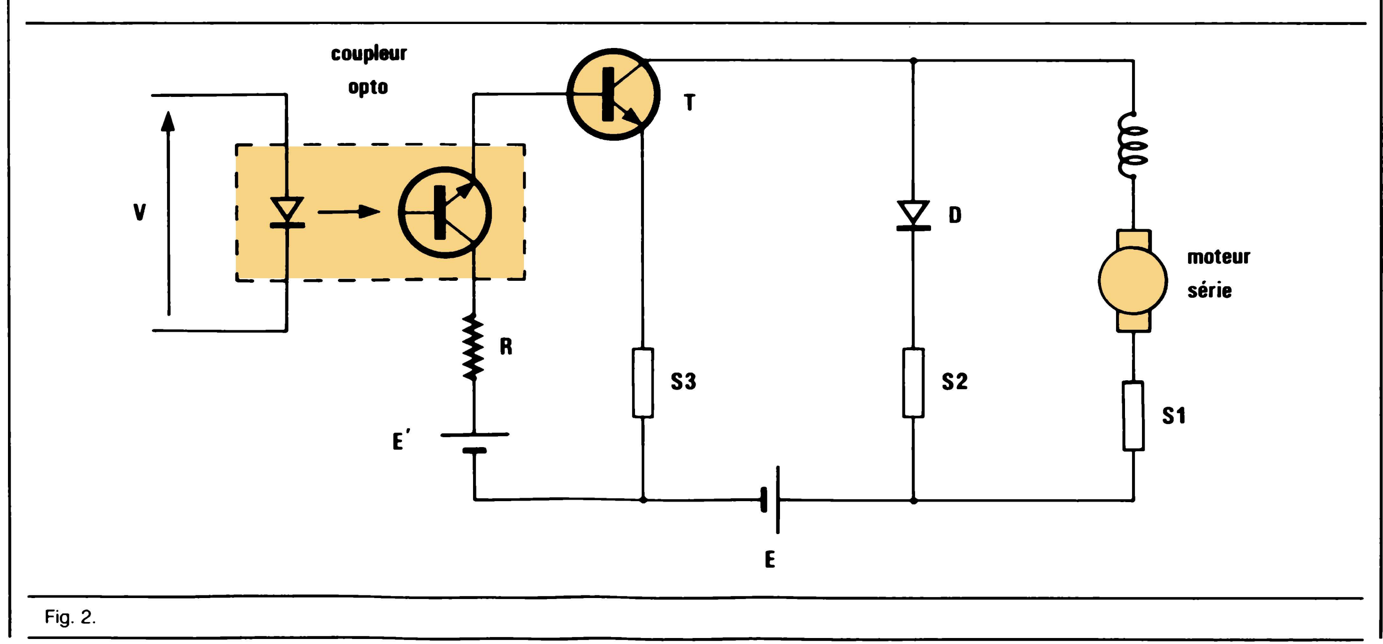


Fig. 2.




```
1 REM*HACHEUR*17*11*82*R*FAVRE*
100 AF=59464   :REM ADRESSE FREQUENCE
110 AO=59466   :REM ADRESSE FORME D'ONDE
120 AU=59467   :REM ADRESSE AUTORISATION
130 FR=32      :REM FREQUENCE = 62500/(FR+2)
140 R=0        :REM RAPPORT CYCLIQUE= R/8
150 AT=0       :REM INHIBITION
160            :REM AUTORISATION: AT=16
170 M$="ARRET":REM MESSAGE
180 FO$(0)="________"
190 FO$(1)="┌┐_______"
200 FO$(2)="┌─┐______"
210 FO$(3)="┌──┐_____"
220 FO$(4)="┌───┐____"
230 FO$(5)="┌────┐___"
240 FO$(6)="┌─────┐__"
250 FO$(7)="┌──────└"

300 REM*ATTENTE*************************
310 POKE AO,R:POKE AU,AT
320 PRINT"▮HACHEUR"
330 PRINT"▮POUR COMMENCER: C"
340 GET A$:IF A$<>"C" THEN 340
350 PRINT"▮"
500 REM*REPETER*************************

510 REM*ACTION**************************
520 POKE AF,FR
530 POKE AO,2↑R-1
600 REM*AFFICHAGE***********************

610 PRINT"▮HACHEUR",,M$
620 PRINT"▮▮▮FREQUENCE: "+STR$(INT(62500/(FR+2)+.5))+" HERTZ     "
630 PRINT"▮▮RAPPORT CYCLIQUE: "+STR$(R/8)+"     "
640 PRINT"▮▮FORME D'ONDE: ▮▮▮▮▮1▮";FO$(R);FO$(R)
650 PRINT"▮▮▮ESPACE: ARRET"
660 PRINT"  G    : MISE EN ROUTE"
670 PRINT"▮  >    : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE"
680 PRINT"  <    : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE"
690 PRINT"  P    : FREQUENCE CROISSANTE"
700 PRINT"  M    : FREQUENCE DECROISSANTE";

800 REM*COMMANDE************************
810 GET A$:IF A$="" THEN 810
820 IF A$=" " THEN AT=0:R=0:M$="ARRET "
830 IF A$="G" THEN AT=16:M$="MARCHE"
840 IF A$=">" AND R<7 AND AT=16 THEN R=R+1
850 IF A$="<" AND R>0 THEN R=R-1
860 IF A$="P" AND FR>1 THEN FR=FR-1
870 IF A$="M" AND FR<255 THEN FR=FR+1
880 GOTO 500
900 REM*FIN*REPETER*********************
```

Tableau 1.

Explication du fonctionnement

Le programme « hacheur » utilise l'une des fonctions disponibles sur le circuit VIA 6522 (VIA : « Versatile Interface Adaptater ») qui gère le port utilisateur du micro-ordinateur utilisé. Cette fonction permet la sortie, sur la borne CB2 du port, d'une tension dont la fréquence est réglée par un décompteur et la forme imposée par le contenu d'une mémoire contrôlant un registre à décalage. Ce mode de fonctionnement est, bien entendu, programmable et il en existe d'autres...

Le VIA 6522 est vu par le microprocesseur comme un ensemble de seize cases mémoires d'adresses consécutives ; nous précisons ci-dessous le rôle de celles que nous utilisons ; pour plus de détails on se reportera aux caractéristiques du circuit décrites par exemple dans les références bibliographiques [1] et [3].

La liste des instructions débute par la définition des constantes :

- AF = 59464 est l'adresse exprimée en système décimal dont le contenu fixe la valeur maximale d'un décompteur sur huit bits du VIA 6522. Ce décompteur travaille dans notre application en mode oscillateur (« free run »). A partir d'une valeur initiale fixée par la valeur de la variable entière FR, comprise entre 1 et 255 et stockée à l'adresse AF, il est décrémenté d'une unité à chaque période d'horloge, soit ici à chaque microseconde. Lorsqu'il arrive à zéro, son contenu reprend sa valeur initiale après un temps mort de 2 μs nécessité par l'opération. Le décomptage recommence indéfiniment.
- AO = 59466 est l'adresse du registre à décalage sur huit bits du VIA 6522. Chaque passage à zéro du décompteur provoque un décalage de un bit de ce registre. La forme de la tension disponible sur CB2 est alors une image de son contenu **(tableau 4).**

```
HACHEUR                    ARRET


FREQUENCE:   1838  HERTZ

RAPPORT  CYCLIQUE:   0
                      1
FORME  D'ONDE:        
                      0______________

ESPACE: ARRET
   G   : MISE  EN  ROUTE

   >   :  DUREE  DE  CONDUCTION  CROISSANTE
   <   :  DUREE  DE  CONDUCTION  DECROISSANTE
   P   :  FREQUENCE  CROISSANTE
   M   :  FREQUENCE  DECROISSANTE
```

Tableau 2.

```
HACHEUR                    MARCHE


FREQUENCE:   1250  HERTZ

RAPPORT  CYCLIQUE:   .375
                      1 ___      ___
FORME  D'ONDE:         |   |    |   |
                      0    |____|   |____

ESPACE: ARRET
   G   : MISE  EN  ROUTE

   >   :  DUREE  DE  CONDUCTION  CROISSANTE
   <   :  DUREE  DE  CONDUCTION  DECROISSANTE
   P   :  FREQUENCE  CROISSANTE
   M   :  FREQUENCE  DECROISSANTE
```

Tableau 3.

Dans l'exemple ci-avant, le contenu de la case mémoire d'adresse AO, fixé par la variable R (voir ligne 530 du programme) a pour valeur :

1 + 2 + 4 = 7

- AU = 59467 est l'adresse d'un octet dont la valeur détermine le mode de fonctionnement du décompteur et du registre à décalage. Dans l'application décrite, le bit n° 6 de cet octet est constamment égal à zéro, ce qui fixe le mode oscillateur du décompteur. Le registre à décalage est gouverné par les bits n° 2, 3 et 4. Selon la valeur de la variable AT (0 ou 16), le bit n° 4 est égal soit à zéro, ce qui bloque le fonctionnement du registre à décalage, soit à un, ce qui autorise la sortie de la tension sur CB2, les bits n° 2 et 3 restant à zéro dans tous les cas. Le diagramme du **tableau 5**, établi à l'aide d'indications puisées dans [1] et [3], synthétise les

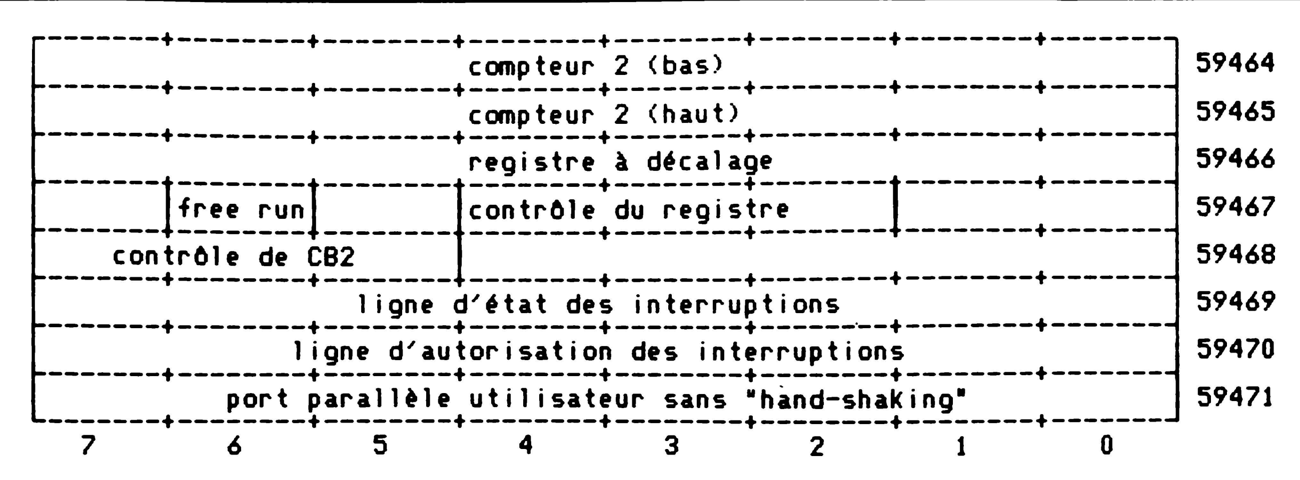
```
tension sur CB2:          ________                    + 5 V
                         |        |
                         |        |______________       0 V

adresse 59466: contenu    1   1   1   0   0   0   0   0

             : n° du bit  0   1   2   3   4   5   6   7
```

Tableau 4.





7	6	5	4	3	2	1	0	Adresse
compteur 2 (bas)								59464
compteur 2 (haut)								59465
registre à décalage								59466
	free run		contrôle du registre					59467
contrôle de CB2								59468
ligne d'état des interruptions								59469
ligne d'autorisation des interruptions								59470
port parallèle utilisateur sans "hand-shaking"								59471

VIA 6522 implanté sur ordinateur CBM: adresses mémoire et rôle de chaque bit.

Tableau 5.

informations précédentes concernant la partie du VIA 6522 utile à la compréhension du programme « hacheur ».

Fonctionnement du programme

Après l'initialisation des constantes et des variables (lignes 1 à 250) et à la suite de la boucle d'attente (lignes 300 à 350), commence la boucle principale qui comprend successivement la modification éventuelle de l'état de CB2 (lignes 510 à 530), l'affichage sur l'écran du mode d'emploi et des valeurs des variables (lignes 600 à 700), puis la scrutation d'une éventuelle commande tapée au clavier, et enfin la modification des variables qui en résulte si elle est valide (lignes 800 à 880). En ce qui concerne les **extensions possibles,** on pourra envisager, par exemple, de mesurer l'intensité du courant dans le moteur (ou dans l'un des autres composants), ou sa fréquence de rotation, ou encore le couple qu'il délivre, à l'aide des capteurs appropriés, puis convertir ces données en grandeurs numériques lisibles par l'intermédiaire du port utilisateur. Des boucles de contrôles et de régulations diverses peuvent être ainsi mises en œuvre facilement, autorisant la réalisation d'asservissements sophistiqués incluant des clauses de sécurité complexes. Dans ce cas, la rapidité risque d'être critique et il sera peut-être nécessaire d'écrire le programme en partie en langage assembleur afin d'éviter les instabilités classiques engendrées par les retards. Par ailleurs, le hacheur pourra être réalisé à l'aide d'un transistor MOS de puissance, on utilisera alors un circuit d'interface adapté entre le micro-ordinateur et le circuit de puissance [5], précédé par exemple d'un photocoupleur rapide [4].

Bibliographie

[1] Programmation du 6800, de D.J. David et R. Zaks **(Sybex).**

[2] Applications du 6502, de R. Zaks **(Sybex).**

[3] The PET revealed **(Nick Hampshire).**

[4] Photocoupleurs rapides : quelques applications **(Electronique Applications n° 29).**

[5] Quadruple circuit de commande pour transistor MOS de puissance **(Electronique Applications n° 32).**

[6] Cours d'électrotechnique 2 - Traitement de l'énergie électrique (convertisseurs statiques), de J.-L. Dalmasso **(DIA - Belin).**

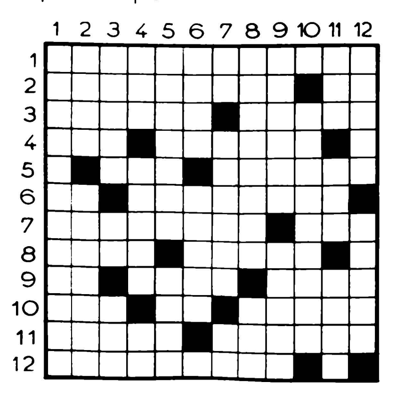
[7] Methods for utilizing high-speed switching transistors in high-energy switching environments, de W. R. Skanadore **(General Semiconductor Industries Inc.).**

R. Favre-Nicolin
J.B. Maraninchi
L. Moulin
Lycée Vaucanson (Grenoble)

Les mots croisés d'« Electronique Applications »

Horizontalement

Reconstitue le signal original. – 2. Soutient le conducteur. Double tout ce qu'il précède. – 3. Ile fermant le golfe de Riga. Précède le nom de façon ironique. – 4. Il n'est jamais agréable de le prendre. Quantum d'énergie dont le flux constitue le rayonnement électromagnétique. – 5. Réunion de graines. T'abandonnais. – 6. Manque d'agrément outre-Manche. Procédèrent à un renouvellement. – 7. Produit du courant électrique. Résiste aux températures élevées. – 8. Provoque une coupure de courant. Mit au point la synthèse industrielle de l'ammoniac. – 9. Article pour hidalgo. Liquide pour le chimiste. Ne sont pas à recommander à ceux qui veulent investir dans la pierre. – 10. Pénible souvenir pour Mack. Le temps d'une révolution. Langue dravidienne. – 11. Opéré un rapprochement. Fixera la péniche. – 12. Petite antilope d'Afrique.



Verticalement

1. Sont sensibles à certaines variations. – 2. Fut la victime de sa gourmandise. Trou dans la pompe. – 3. On lui doit l'invention du télégraphe électrique. Changement de quartier. Transformation. – 4. Salue la véronique. Demande faite au chien. Marque la négation. – 5. Ravagea les établissements espagnols d'Amérique. Cela fait réfléchir. – 6. Le quarante-cinquième. Sangle d'amarrage. – 7. Chemin de halage. Vedette du groupe des chats sauvages. Saint de la Manche. – 8. N'engendrent pas la gaieté. Bruit du fer frappant le fer. – 9. Tube électronique. Au cinéma, Bourvil en fut un. – 10. A l'origine de la prolifération des peaux rouges. – 11. Roi selon Jarry. Congé romain. Elle électrise. – 12. Des éclats inoffensifs. Unité d'induction magnétique.

Solution page 114

Les nouveaux générateurs de fonctions WAVETEK **modèles 21 et 22** incorporent un compteur et une mémoire qui permettent d'afficher la fréquence à ± 0,09 % de 100 μHz à 11 MHz.

Par simple pression du bouton **stabilisateur,** cette précision devient stabilité à long terme: au moins 30 fois mieux que la stabilité à court terme d'un générateur traditionnel.

Au-dessous de 1,1 KHz, les signaux sont synthétisés numériquement dans une grille de 1000 x 250 points. D'où l'obtention de sinusoïdes précises ou de rampes très linéaires qui peuvent, de plus, être maintenues et relancées en certains points.

Les fonctions sinus, triangle et carré sont disponibles à toutes fréquences et peuvent être déclenchées ou générées en rafales.

Le modèle 22 est, de plus, un performant wobulateur dont on peut déterminer les fréquences extrêmes avec la précision de l'affichage numérique, choisir le balayage linéaire ou logarithmique et balayer la fréquence dans un rapport 1000 : 1.

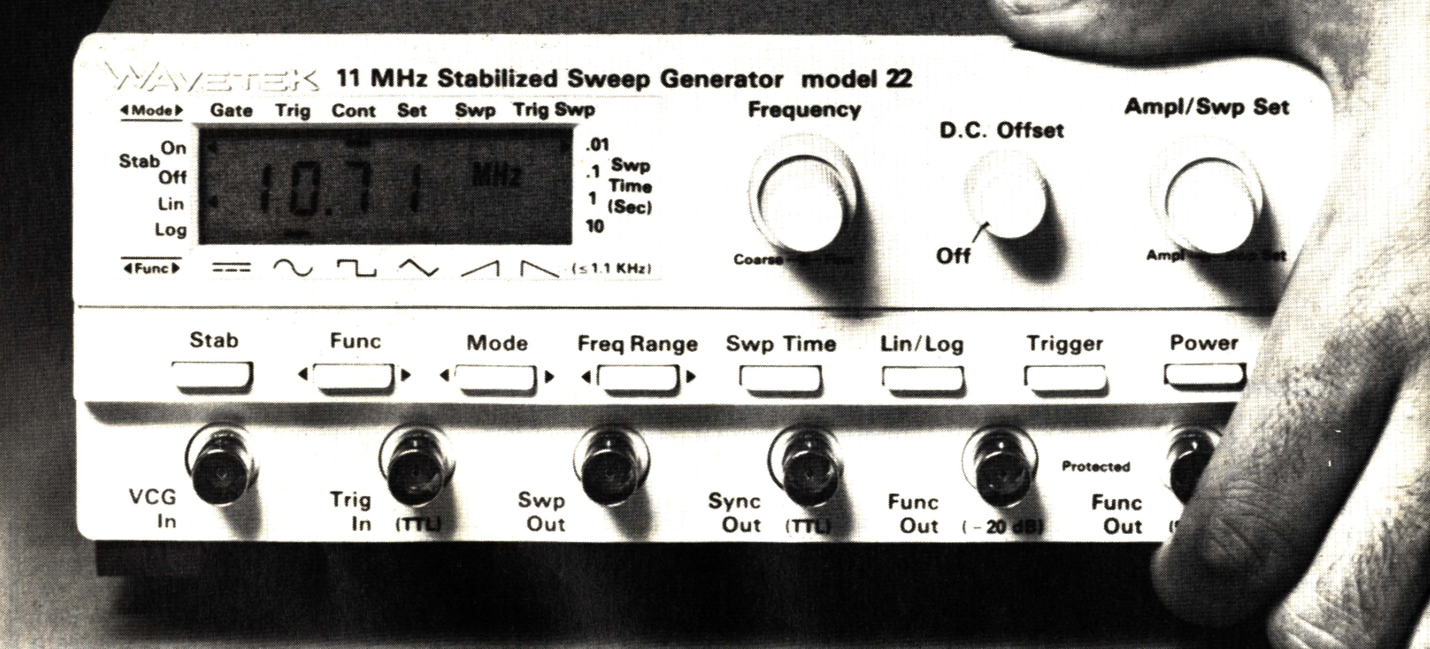


12. rue des Petits-Ruisseaux - B.P. 24
91370 Verrières-le-Buisson
Tél. (6) 930.28.80
Télex: 600 517 F

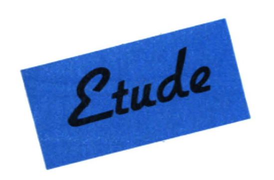
✚ INDUSTRIE SERVICE

SERVICE-LECTEURS





WAVETEK



La détection synchrone

La détection synchrone, qui porte souvent d'autres noms – comme « détection cohérente » ou « détection de produit » –, s'avère un outil très intéressant pour la détection des faibles signaux, tant en physique qu'en radiotechnique.

L'auteur va tenter, dans cet article, de le montrer d'une façon pédagogique en examinant les aspects théoriques et en développant les principales applications de la détection synchrone dans divers domaines.

Généralités

L'idée de base du détecteur synchrone est vraiment simple. Son circuit principal étant un multiplieur, on commencera son analyse à partir de la **figure 1** qui présente une telle chaîne de détection. Cette analyse va nous permettre de comprendre ses principales utilisations et le pourquoi du nom « synchrone ».

Dans un esprit de simplification, considérons le multiplieur « M », linéaire, par rapport à chaque entrée X et Y.

C'est-à-dire : $V_S = V_X \cdot V_Y$

Le filtre de sortie est un passe-bas, généralement de constante de temps r = $1/\omega_0$ assez grande (par exemple un intégrateur RC).

Examinons la réponse temporelle de l'ensemble lorsque :

$V_e(t) = A \cdot \cos \omega_1 t$
$V_r(t) = R \cdot \cos \omega_r t$

et supposons dans un premier temps A et R indépendants du temps t.

On a :

$$V_1(t) = A \cdot R \cdot \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_r t$$

$$= \frac{A \cdot R}{2} \cos(\omega_1 + \omega_r)t + \frac{A \cdot R}{2} \cos(\omega_1 - \omega_r)t$$

d'où :

$$V_1(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Sigma\omega)t + \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega)t$$

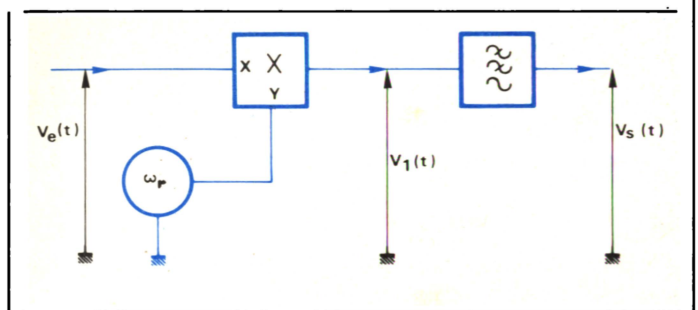


Fig. 1.

Dans tous les cas, on admet :

$$\frac{1}{r} < \Sigma\omega$$

Ainsi après le filtrage, et si $\Delta\omega < 1/r$, on obtient :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega t)$$

C'est-à-dire qu'à la sortie, on dispose d'un signal de battement, d'amplitude $(A \cdot R)/2$ et de fréquence $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_r$.

Si la constante r du filtre augmente de plus en plus, la marge de fréquence $\Delta\omega$ diminue proportionnellement pour que le signal d'entrée (ou plutôt son amplitude) soit détecté (**fig. 2**).

A la limite, lorsque $r \to \infty$, $\Delta\omega \to 0$ à la sortie ; on aura :

$$V_S = \frac{A \cdot R}{2}$$

mais seulement dans le cas où $\Delta\omega = 0$, autrement dit dans

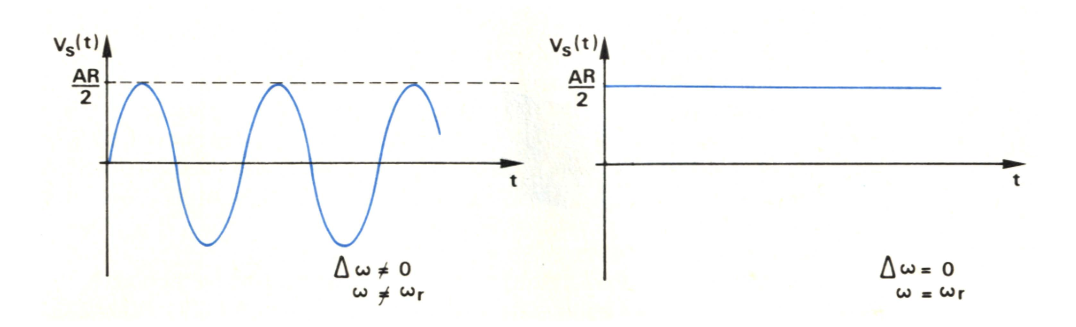


Fig. 2.

le cas où $\omega_1 = \omega_r$. C'est-à-dire que la chaîne complète détecte simplement un signal d'entrée (plus exactement son amplitude) dont la fréquence est égale à la fréquence de « référence ».

Cette première remarque est très importante et l'on pourrait dire que l'ensemble se comporte comme un détecteur d'amplitude « commandé en fréquence » et dont la bande passante est conditionnée par la constante r du filtre de sortie.

Dans le cas où les signaux V_e (t) et V_r (t) présentent un déphasage initial non nul (on ne peut pas généralement déterminer en tous les cas ces déphasages), on doit considérer :

$V_e(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$

$V_r(t) = R \cos(\omega_r t + \varphi_r)$

Ainsi on trouve :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega t - \Delta\varphi)$$

avec $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_1$

Dans le cas où $\Delta\omega = 0$, on obtient :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos \Delta\varphi$$

On constate que le niveau de sortie dépend du déphasage relatif des deux signaux avec :

$$0 \leq V_S(t) \leq V_{Smax} = \frac{A \cdot R}{2}$$

Cette deuxième remarque est également très importante parce qu'elle exprime le fait qu'un éventuel déphasage entre le signal d'entrée et celui de la référence peut plus ou moins masquer la sortie du détecteur **(fig. 3)**, et, à la limite ($\Delta\varphi = \pi/2$), annuler complètement la sortie V_S. Voilà donc une justification du nom « synchrone ».

On est donc naturellement conduit, dans un esprit d'amélioration du circuit de la **figure 1**, à insérer un réglage de phase à la référence qui permet de chercher, dans une expérience ou application donnée, la condition $\Delta\varphi = 0$, pour avoir la réponse maximale **(fig. 4)**.

Dans le cas ou le signal d'entrée $V_e(t)$ est modulé en amplitude par un signal BF de bande étroite **(fig. 5)**, rien d'original ne se passe pour le détecteur synchrone. En effet :

$V_e(t) = A(t) \cos \omega t$

$V_r(t) = R \cos(\omega t + \Delta\varphi)$

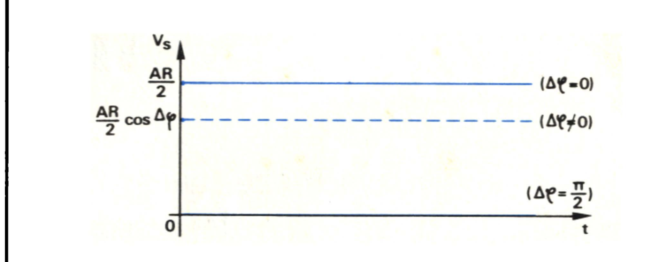


Fig. 3.

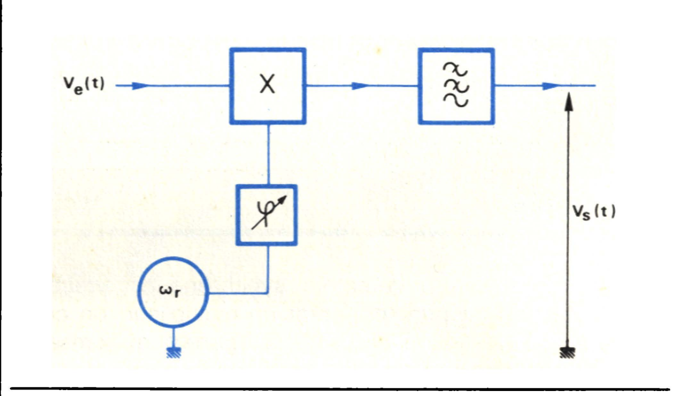


Fig. 4.

d'où : $V_S(t) = A(t) \frac{R}{2} \cos \Delta\varphi$

C'est-à-dire que le signal de sortie est proportionnel à l'enveloppe du signal d'entrée à condition que dans ce cas le filtre de sortie n'altère pas le spectre du signal A(t). Vu l'importance d'un tel signal modulé en amplitude en radiotechnique, on lui consacre plus loin une étude assez détaillée.

Représentation dans le domaine des fréquences

On considère ici, pour la représentation fréquentielle des signaux, des fréquences positives et négatives. Ainsi, les **figures 6a et 6b** donnent respectivement les spectres des signaux :

$V_e(t) = A \cdot \cos \omega t$

et

$V_R(t) = R \cdot \cos \omega t$



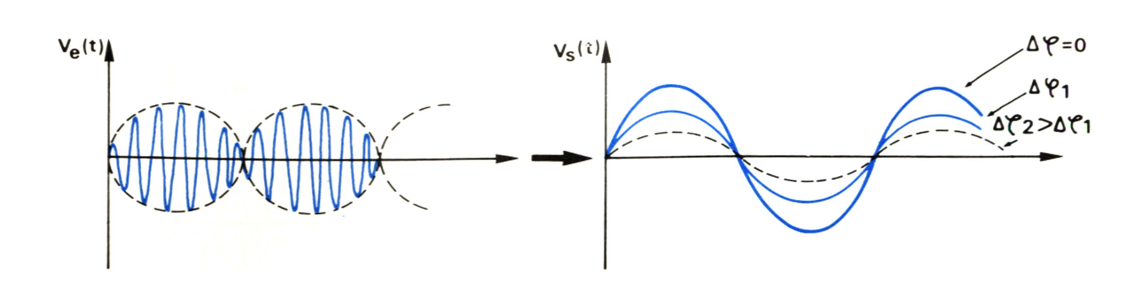


Fig. 5.

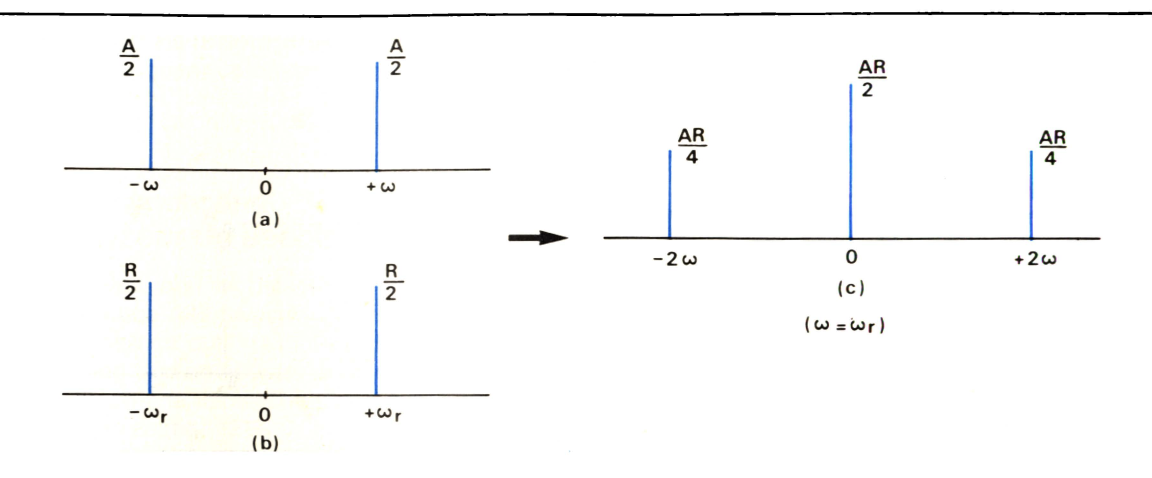


Fig. 6.

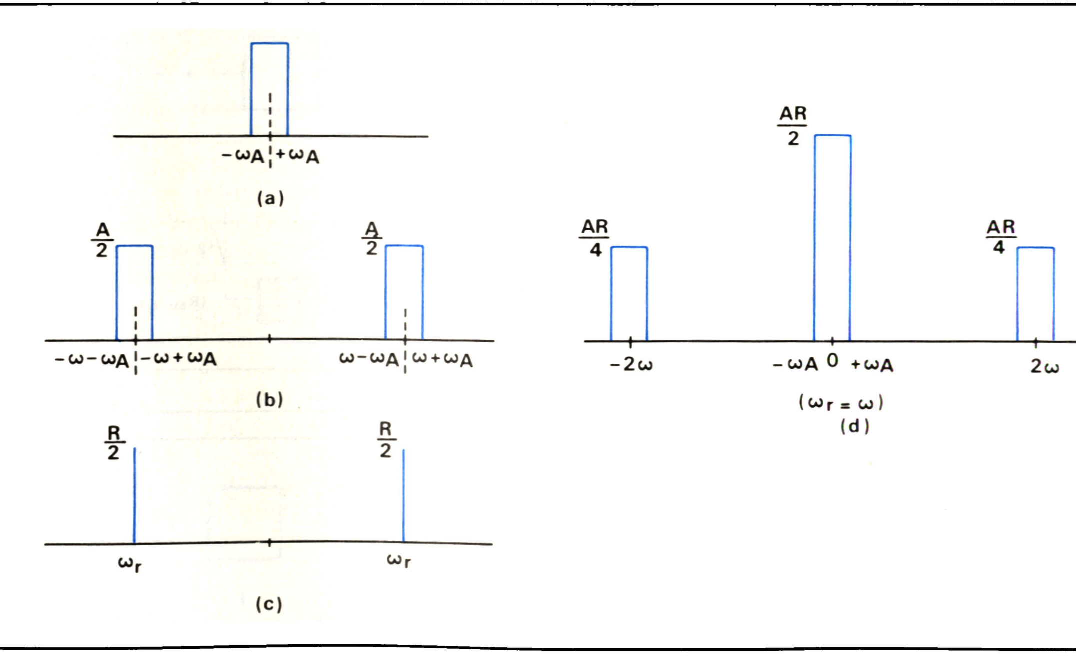


Fig. 7.

Le produit temporel V_e (t) · V_R (t) effectué par le multiplicateur du détecteur synchrone dans le domaine de fréquences se traduit comme le produit de convolution des spectres, illustré par la **figure 6c.**

C'est la « raie » de fréquence ω = 0 qui nous intéresse et qui est détectée à la sortie du filtre passe-bas. Les raies 2 ω et – 2ω ne présentant pas d'intérêt sont éliminées par ce même filtrage.

Dans le cas où V_e (t) = A (t) · cos ωt, avec A(t), un signal basse fréquence de bande étroite **(fig. 7a),** n'apporte rien de nouveau sur le plan théorique. Les spectres sont illustrés par les **figures 7b, 7c et 7d,** qui présentent le produit de convolution.

Autrement dit, avec la détection synchrone, il s'agit chaque fois d'une transposition de fréquence qui permet de « sauter » de la fréquence ω, d'habitude assez élevée et où

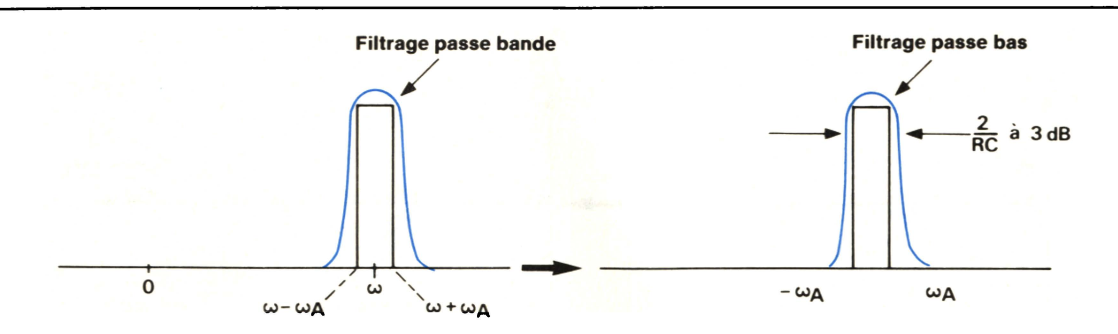


Fig. 8.

une détection simple aurait exigé un filtrage passe-bande très pointu et difficile à obtenir, aux fréquences situées autour de $\omega = 0$ où existe la possibilité d'un filtrage passe-bas beaucoup plus simple à réaliser **(fig. 8).**

Représentation vectorielle

Dans le cas général, on écrit :

$V_e(t) = A \cos(\omega t + \Delta\varphi)$

$V_r(t) = R \cos\omega t$

On suppose que le repère de la **figure 9** est tournant à la vitesse angulaire ω. Ainsi, l'axe XX' donne la direction du vecteur $V_r(t)$.

On a :

$$\begin{aligned} V_e(t) &= A \cos(\omega t + \Delta\varphi) \\ &= A [\cos(\omega t) \cdot \cos \Delta\varphi - \sin(\omega t) \sin \Delta\varphi] \\ &= (A \cos \Delta\varphi) \cos(\omega t) - (A \sin \Delta\varphi) \sin(\omega t) \\ &= (A \cos \Delta\varphi) \cos(\omega t) + (A \sin \Delta\varphi) \cos(\omega t + \pi/2) \end{aligned}$$

D'où :

$V_e(t) = A_x \cos(\omega t) + A_y \cos(\omega t + \pi/2)$

En tenant compte de cette forme pour le signal d'entrée, on prouve facilement que dans le cas où :

$V_r(t) = R \cos \omega t$

la tension de sortie du détecteur **(fig. 10)** est :

$V_s(t) \propto A_x = A \cos\Delta\varphi$

Si $V_r(t) = R \sin \omega t$, on obtient :

$V_s(t) \propto A_y = A \sin \Delta\varphi$

Autrement dit, la tension de sortie est chaque fois proportionnelle à la composante du signal d'entrée qui est alignée sur le signal de référence.

Ainsi le double détecteur synchrone de la **figure 11** est capable de décomposer le signal d'entrée en deux composantes perpendiculaires, l'une alignée sur la référence (cohérente) et l'autre en quadrature avec elle.

Cet ensemble trouve diverses applications dans des expériences physiques, en instrumentation et en radiotechnique.

Applications

Nous développerons maintenant à titre d'exemple quelques applications du détecteur synchrone. L'utilisation du

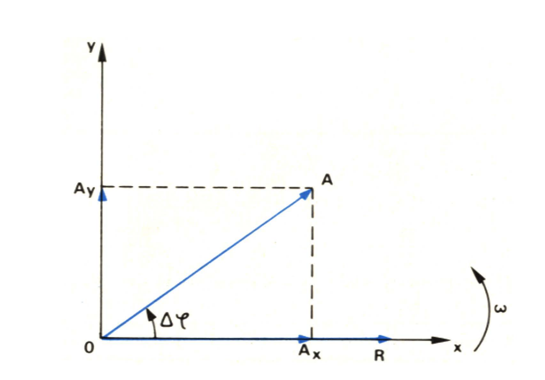


Fig. 9.

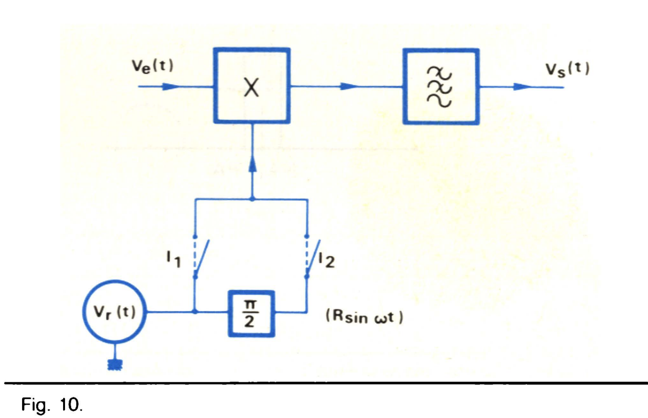


Fig. 10.

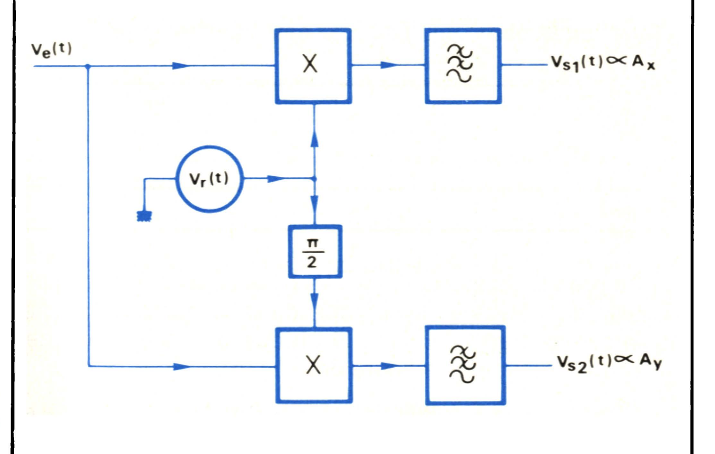


Fig. 11.

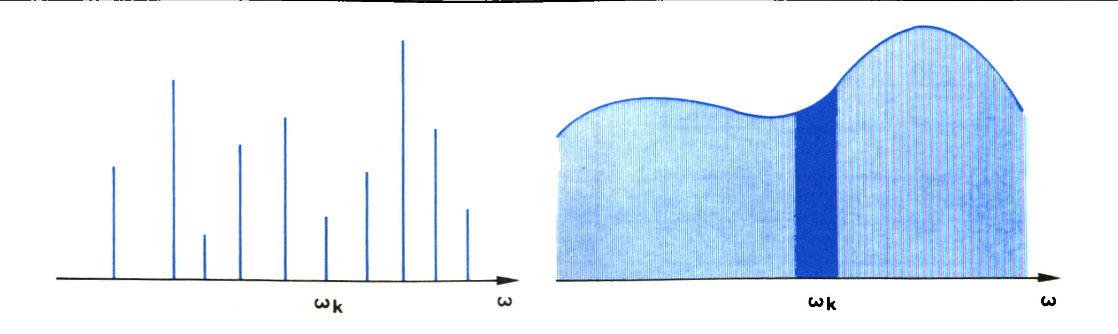


Fig. 12

détecteur synchrone à la radiotechnique comme démodulateur d'amplitude, exigeant un développement plus détaillé, sera vu à la fin.

Le détecteur synchrone dans un analyseur de spectre

On a vu ci-avant que le détecteur synchrone est un détecteur d'amplitude très sélectif. Cette propriété fait du détecteur synchrone un outil très intéressant pour l'exploitation point par point d'un spectre quelconque distinct ou continu, et donc pour la recherche d'une éventuelle raie à une fréquence donnée **(fig. 12).**

Le procédé classique de détection aurait exigé **(fig. 13)** un filtre de prédétection passe-bande F_D très pointu, centré sur la fréquence en question avec : $Q = \omega_K / \Delta\omega$ assez important et difficile à obtenir ($\Delta\omega$ = bande du filtre). A titre d'exemple, l'exploitation d'une raie de largeur 1 kHz à la fréquence de 1 MHz aurait exigé Q = 1 000 !

Or, le détecteur synchrone « commandé par sa fréquence de référence ω_r » va chercher, sélectionner et enfin détecter dans le spectre du signal d'entrée la composante dont la fréquence est la même avec celle de référence **(fig. 14).** On obtient un facteur Q qui tend théoriquement vers l'infini, d'où une sélectivité parfaite ! Il faut ajouter encore que bonne sélectivité signifie aussi un bruit moins gênant. L'analyse complète de ce dernier point dépasse cependant le cadre de cet article.

On arrive ainsi à l'application directe du détecteur à l'analyseur du spectre. En balayant la fréquence de référence ω_r entre deux limites, par exemple $\omega r_{min} - \omega r_{max}$, on peut découvrir et visualiser les raies spectrales qui composent le signal à étudier. A titre d'exemple, la réponse du système à un signal X (t) de la forme :

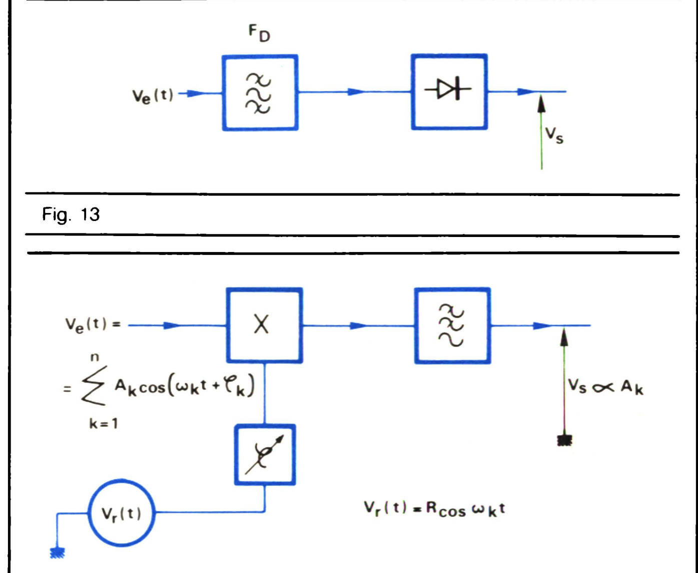


Fig. 13

Fig. 14.

$$X(t) = A_K \cos \omega_K t + A_l \cos \omega_l t + A_m \cos \omega_m t$$

est donnée à la **figure 15.**

La **figure 16b** donne le schéma-bloc d'un analyseur de spectre simplifié avec détecteur synchrone. La référence est le signal d'un VCO commandé par une tension en « dents de scie ».

Application à la mesure d'une impédance

La propriété du double détecteur synchrone de la **figure 11** de séparer les deux composantes en quadrature d'un vecteur trouve plusieurs applications en instrumentation et en métrologie.

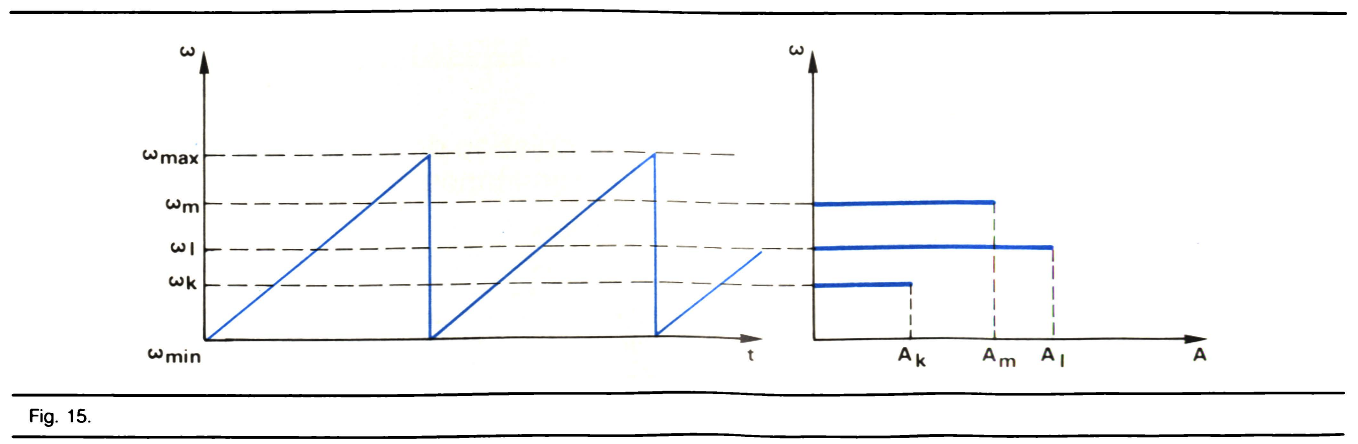


Fig. 15.

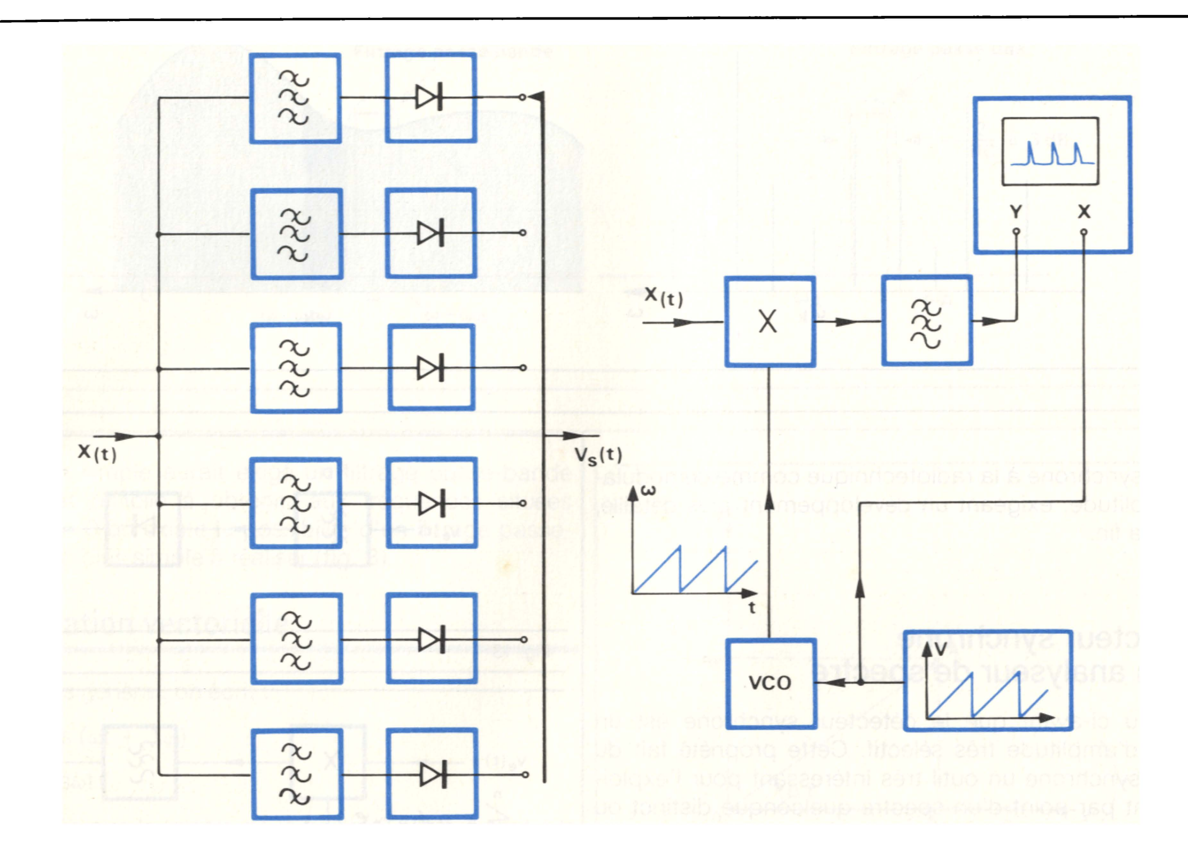


Fig. 16a (à gauche) et 16b (à droite).

Soit le montage de la **figure 17** avec l'impédance Z = x + jY inconnue. Pour la simplicité du calcul, admettons :

$R = 1\ \Omega$ et $I = I_o \cos \omega t = \cos \omega t$ ($I_o = 1$ A)

On a :

$I = \cos \omega t$

$V_R = RI = R \cos \omega t$

$V_Z = ZI = |Z| \cos(\omega t + \varphi)$
$= |Z| \cos \varphi \cdot \cos \omega t - |Z| \cdot \sin \varphi \cdot \sin \omega t$

où

$\text{tg}\, \varphi = \frac{Y}{X}$ et $|Z| = \sqrt{x^2 + y^2}$

Ainsi, $V_Z = X \cos \omega t - y \sin \omega t$

Soit : $V_Z = X \cos \omega t + Y \cos(\omega t + \pi/2)$

En utilisant comme référence au montage de la **figure 11** la tension $V_R = \cos \omega t$, on obtient :

$V_{S1} = X$ et $V_{S2} = Y$,

donc une mesure simultanée de la partie réelle et imaginaire de l'impédance Z.

L'imagination peut aller plus loin. L'adoption d'une unité de traitement analogique de tension V_{S1} et V_{S2}, peut fournir des résultats en coordonnées polaires **(fig. 18)**.

C'est-à-dire que l'on a :

$Z = |Z| \cdot e^{i\varphi}$

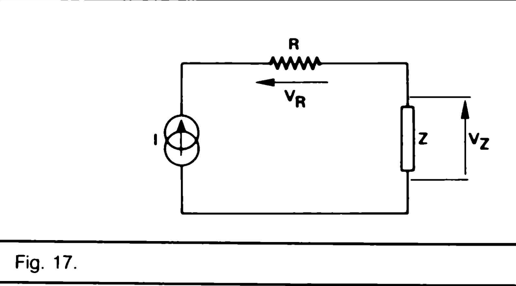


Fig. 17.

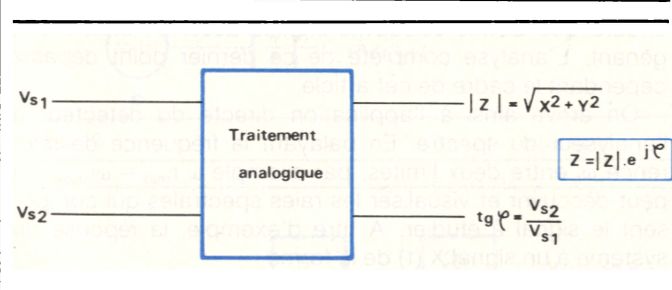


Fig. 18.

Démodulation des informations de chrominance en télévision

A la **figure 19**, on voit une autre application du double détecteur synchrone de la **figure 11**, que l'on rencontre dans les systèmes PAL ou NTSC en télévision couleur. A la réception, on est obligé de séparer les informations de chrominance dont les supports sont deux sous-porteuses en quadrature mélangées au niveau de l'émission **(fig. 19a)**. Le développement détaillé des techniques utilisées sort du cadre de cet article, mais on reviendra sur cet exemple

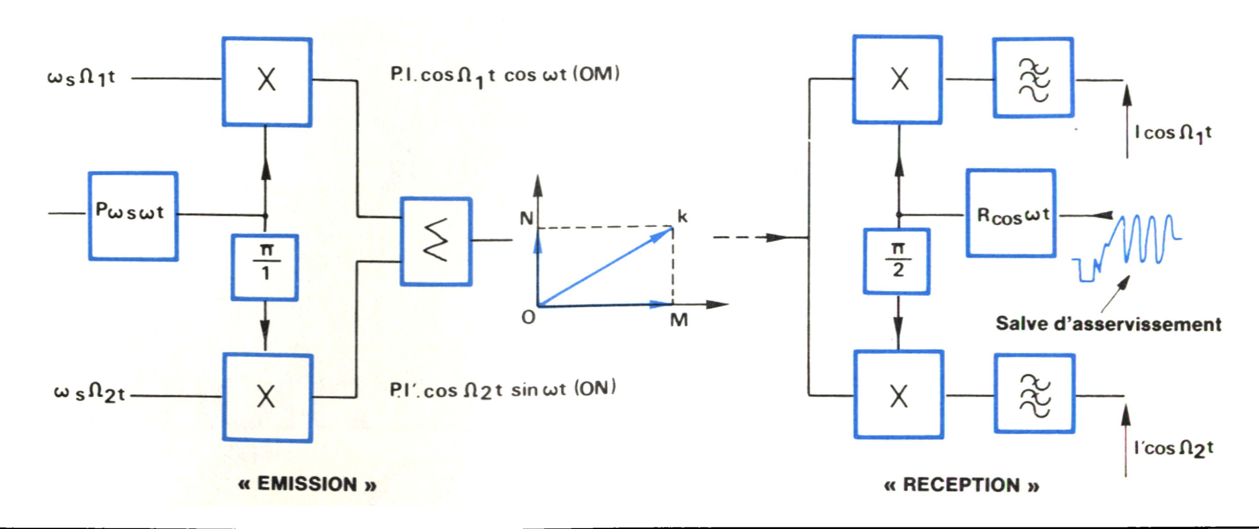


Fig. 19a (à gauche) et 19b (à droite).

dans le chapitre « Applications en Radiotechnique » où l'on abordera le problème de la cohérence nécessaire entre la référence locale et la porteuse. Signalons dès maintenant que le moindre déphasage de la référence entraîne une erreur de reconstitution des informations, donc une erreur de chrominance.

Ainsi, par exemple, pour éviter des erreurs de phase dans les systèmes NTSC et PAL, on transmet durant le temps de suppression ligne des « salves » de la sous-porteuse chrominance dont le rôle se limite à asservir la phase de la référence **(fig. 19b).**

La seconde partie de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro où nous analyserons les applications de la détection synchrone en physique et en réception radio.

A. Nassiopoulos
Thomson-CSF Coopération

POUR TERMINAUX INFORMATIQUES

FILTRE OPTIQUE ORDI-FLEX · ANTI EBLOUISSANT ·

- Filtre en fibres de nylon noires micro-mono filament tissées
- **Confort de l'opérateur(trice)** · (réduction de l'éblouissement: trop de clarté, éclairage suspendu)
- Rapidité des opérations
- Plus de 70 modèles
- Suivant la marque du computer et la référence du terminal: IBM, CII/HB, WANG, PHILIPS, BURROUGHS etc...
- De plus le filtre offre l'avantage de **prolonger la vie du tube cathodique.** (contraste moins poussé).

INSTALLATION FACILE:
- Simplement inseré dans l'encadrement et devant le tube de la console.

INFORMATICIENS — INFORMEZ-VOUS !

MAIR PRODUITS
32 rue Fessart - 92100 BOULOGNE
Tel. : (1) 604 81 11 Tlx : 260 650

SERVICE-LECTEURS N° 34

RTC



OPPORTUNITES

Appelez-nous 24 heures sur 24
338.84.45



chatel

SERVICE-LECTEURS N° 33

LES ÉQUIPEMENTS de visu

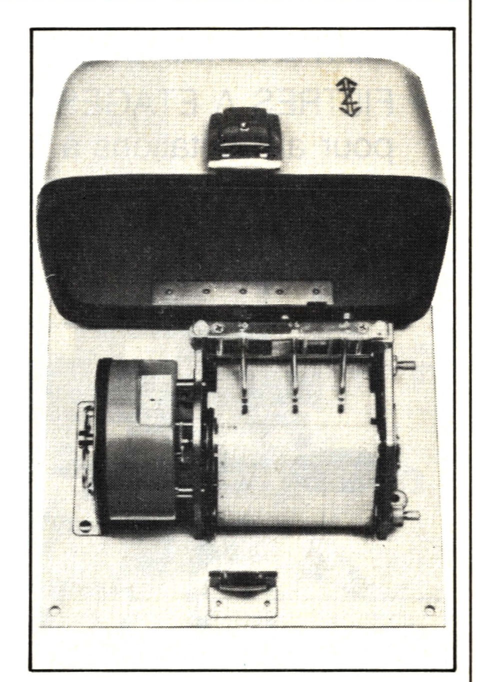
Enregistreurs de chocs tridirectionnels

Quand une marchandise de grande valeur arrive endommagée chez un client après un transport par terre, air ou mer, il est souvent très difficile de déterminer l'origine et le lieu où s'est produit l'accident. Les compagnies d'assurances interviennent, font des recherches de responsabilités, nomment des experts, etc. Et si la marchandise a emprunté plusieurs moyens de transport, le client ou le fournisseur ne sera dans la plupart des cas remboursé des dégâts subits qu'après de nombreux mois ou années. Le préjudice peut ainsi s'avérer lourd de conséquence.

Afin de remédier à cette situation, la société française RMP commercialise un enregistreur de chocs, conçu pour le transport de matériel fragile et lourd tel qu'armoires électriques, ordinateurs, instruments d'analyse et de contrôle, grosse chaudronnerie (centrale nucléaire, pétrochimie, etc.), gros transformateurs, machines-outils..., ainsi que pour le contrôle du transport de matériel plus petit effectué sous container ou wagon.

L'enregistreur rend compte en permanence de tous les chocs suivant les trois axes (latéral, longitudinal et vertical) grâce à 3 stylets calibrés à la demande entre 2 g et 300 g, selon la nature du matériel à contrôler. La date des chocs est indiquée.

RMP
Tél. : (1) 782.56.71
Tx : 610 343



Etamage et soudure à la vague

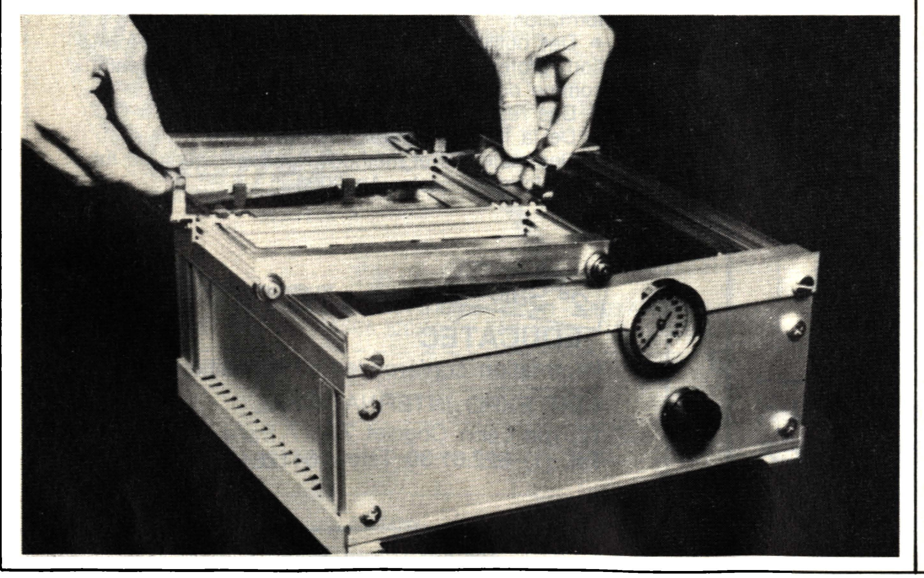
Cet appareil de construction simple permet d'étamer ou de souder **manuellement** les circuits imprimés aux dimensions maximum de 200 × 180 mm.

Le châssis est en profilé d'aluminium de dimensions réduites et la cuve en aluminium téfloné.

Le chauffage, d'une puissance de 2 kW, est régulé et possède un indicateur de température.

La platine de transfert est montée sur roulements et le positionnement des circuits se fait par ressort rapide.

Weeq
Tél. : (50) 44.19.19
Tx : 370 836



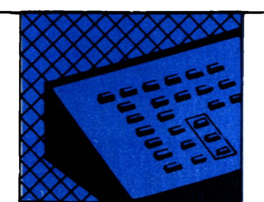
Alimentations moulées

Cette gamme d'alimentations moulées est destinée à une implantation sur circuit imprimé. Dans un volume très réduit (83 × 69 × 32 mm) et d'une puissance totale de 17 W, ces blocs offrent en sortie 5 V/2 A et ± 12 V/0,3 A pour les modèles **DMM 17-3-A01** ou bien 5 V/2 A et ± 15 V/0,25 A pour les modèles **DMM17-3-A 02.**

La tension d'entrée admissible se situe, selon le modèle, entre 93 et 132 Veff ou bien entre 187 et 264 Veff.

Le + 5 V non ajustable est régulé à mieux de 1 % avec une ondulation résiduelle maximum de 50 mV c. à c. Les sorties ± 12 ou 15 V sont régulées à ± 5 % (ondulation ⩽ 100 V c. à c.). Ces alimentations sont protégées contre les surcharges et les courts-circuits. Elles opèrent de 0 à 55°C. Leur rendement minimum est de 70 % et leur rigidité diélectrique de 4,2 kV continus.

AGDE Electronique
Tél. : (1) 341.50.22



ÉQUIPEMENTS

Manomètres électroniques



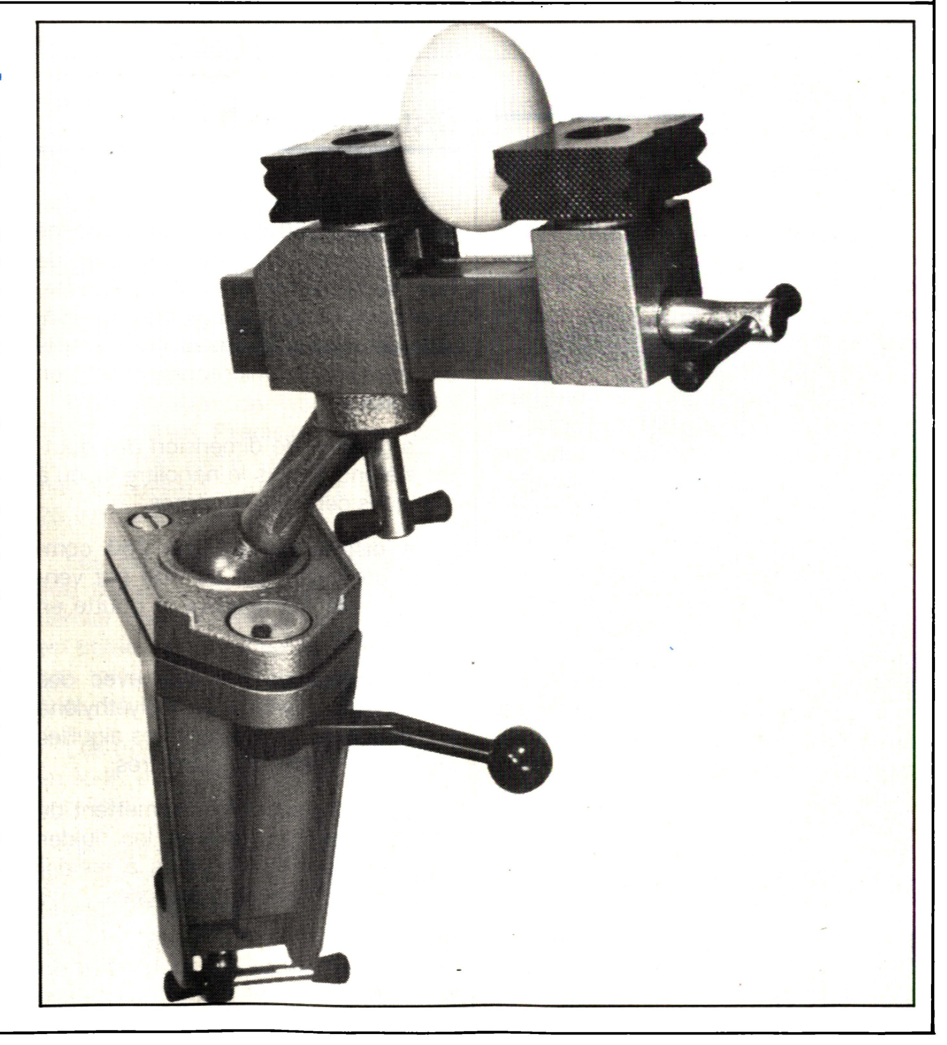
Présentés en boîtiers métalliques portables avec capteur de pression incorporé, ces manomètres référencés **MPA 2K** et **MPS 2K** sont destinés aux mesures sur site et en laboratoire.

Ils peuvent être alimentés par batterie interne rechargeable ou bien, pour une autre version, par alimentation secteur.

L'étendue de mesure va de 35 mb à 500 b (fonctionnement en relatif ou absolu) avec une précision de 0,3 % (affichage 2 000 points).

FGP Instrumentation
Tél. : (3) 055.74.92
Tx : 659 539

Etau à rotule



Cet étau, dénommé « **Serre-tout** », est destiné au travail sur les objets fragiles ou de forme complexe.

Il se fixe sur l'établi par presse ou tirefonds. Grâce à sa rotule, sa tête peut être immobilisée en toutes positions et présenter successivement la pièce sur chacune des faces où l'on doit intervenir.

Les mors spéciaux sont tournants et possèdent quatre profils différents ; ils sont construits en métal ou en matière plastique et permettent ainsi le serrage de pièces de forme et de nature très différentes : un objet aussi fragile qu'un œuf peut être immobilisé sans casse par ces mors spéciaux.

Il trouve son utilisation dans les ateliers de petit outillage et d'électricité, les laboratoires, les ateliers d'électronique, métrologie, horlogerie, bijouterie, optique, modélisme, etc.

Il est proposé en plusieurs modèles qui se distinguent par leur dimension et leur mode de fixation.

Sorelia
Tél. : (1) 782.16.39
Tx : 610 248

Nos oscilloscopes sont construits pour durer!

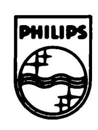
Les professionnels portables Philips : plus de performances à moindre coût

Les portables Philips offrent plus : gamme dynamique étendue, choix entre simple ou double base de temps, déclenchement automatique sur toute la bande, déclenchement TV et possibilité d'alimentation DC. Quel que soit le signal, l'affichage restitue toujours la réplique fidèle, sans tremblement, ni saut même aux vitesses élevées.

Nos oscilloscopes sont conçus pour fonctionner dans des environnements difficiles, ils ne craignent ni les chocs, ni la chaleur, ni le froid ou l'humidité. Avec leurs possibilités, les portables Philips coûtent moins, on s'en aperçoit à l'achat mais aussi en exploitation. Pour le vérifier par vous-même, contactez-nous.

Philips Science et industrie Division de la S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE. 105. rue de Paris. B.P. 62. 93002 BOBIGNY CEDEX - (1) 830.11.11 - 210 290 Induphi.

M7/84



Mesure



SERVICE-LECTEURS N° 24